

ŘADA B  
PRO KONSTRUKTÉRYČASOPIS  
PRO RADIOTECHNIKU  
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ  
ROČNÍK XXVII/1978 ČÍSLO 4

## V TOMTO SEŠITĚ

Vstříc VI. sjezdu Svazarmu	121
Integrované obvody v praxi	
Napájecí zdroje	
Stabilizovaný zdroj s IO pro pevná napětí	123
Stabilizovaný zdroj 0 až 15 V/5 A	127
Symetrický napájecí zdroj	128
Nabíječe nikl-kadmiových akumulátorů	129
Zdvojnásobení ss napětí	130
Nf technika	
Předzesilovače pro mikrofon, kytarový snímač	130
Korekční zesilovače	131
Stereofonní směšovací pult	132
Přepínače zdrojů signálu s diodami, tranzistory a IO	132
Nový způsob řešení výkonového zesilovače	134
Zesilovač s aktivními korekcemi	137
Dozvuk	138
Obvody pro hudební nástroje	
Tremolo, fuzz	139
Fázovací obvod	140
Přijímací technika	
Superhet AM a PLL	140
Přepínání vlnových rozsahů diodami	142
Vstupní a mf zesilovače	143
Jakostní stereofonní přijímač VKV	146
Měřicí technika	
Převodník úrovně	149
Trístavový detektor napětí	149
Konstrukční část	
Napájecí zdroj pro kvadrofonní zesilovač	150
Výkonový stereofonní zesilovač 2x 15 W	153
Jakostní mf zesilovač s IO pro VKV	154
Elektronický přepínač rozsahu se senzory	156
Osmikanálový přepínač k osciloskopu	157
Elektronická stupnice	158

## AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57-1. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kaloušek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, B. Donát, A. Glanc, I. Harminec, L. Hlinský, P. Horák, Z. Hradský, ing. J. T. Hyán, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. J. Klábal, RNDr. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomírský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zima, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 52-7, šéfred. linka 354, redaktor I. 353. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelství Magnet, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Dohledací pošta Praha 07. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko, n. p. závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerce přijímá vydavatelství Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14. hodině. Číslo indexu 46044.

Toto číslo mělo vyjít podle plánu 12. 7. 1978.

© Vydavatelství MAGNET, Praha

VSTŘÍC VI. SJEZDU  
SVAZARMU

Pod vedením KSČ za další úspěchy Svazarmu při budování a obraně socialistické vlasti

V minulém čísle jsme si uvedli první a druhý úkol předsjezdové aktivity. Pouze pro úplnost: 1. Pod vedením KSČ zvyšovat společenské poslání Svazarmu a prohlubovat spolupráci s ostatními organizacemi Národní fronty; 2. prohlubovat kvalitu a účinnost politickovýchovné práce s důrazem na výchovu mladé generace. Oba dva úkoly jsme si probrali především vztahu k radistické činnosti a uvedli jsme si i několik námětů, jak při realizaci úkolů předsjezdové aktivity lze využívat skutečnosti, že radistika je sama o sobě velmi atraktivní zájmová činnost.

Třetím hlavním úkolem předsjezdové iniciativy a aktivity je:

## 3. Napomáhat masovému rozvoji branné výchovy a zvyšování její kvality.

XV. sjezd KSČ znovu zdůraznil požadavek, že obrana socialistické vlasti je záležitostí všech občanů. To pak vyžaduje stále lépe zabezpečovat široký rozvoj branné výchovy, zejména zkvalitňovat brannou přípravu a rozšiřovat zájmové branné působení na širším, masovějším základě. Současně je třeba dbát, aby byly stále účinněji vyzbrojovány všechny složky obyvatelstva a především mládež potřebnými brannými vědomostmi, odbornými a technickými dovednostmi tak, aby se stále cílevědoměji formovaly morální hodnoty jejich osobnosti.

K naplňování těchto požadavků je třeba zaměřovat iniciativu a aktivitu především těmito směry:

na úseku přípravy branců

- zapojit maximální počet branců do místních kol soutěže branné všestrannosti,
- získávat brance a cvičitele k uzavření závazků na dosahování jen dobrých a výtečných výsledků v přípravě branců,
- rozvíjet aktivitu cvičitelů i branců za rozšíření počtu vzorných výcvikových středisk branců v každém okrese;
- v oblasti přípravy obyvatelstva k civilní obraně
- zaměřit se na seznámení všech občanů a mládeže s putovní výstavou CO „Činnost civilní obrany v obci“, která projde všemi okresy,
- získávat závazky k účasti na budování výcvikových středisk CO, na zhotovování pomůcek pro potřeby civilní obrany,
- proškolení a připravit další cvičitele a lektory CO;

na úseku klubu praporečků a důstojníků v záloze

- rozvoj aktivity orientovat na další zkvalitnění práce se zálohami,
- získávat dobře připravené soudruhy ze záloh pro aktivní účast na výcviku branců a činnost CO;
- v zájmové branné činnosti sportovní
- dosáhnout ve spolupráci se SSM a školami rekordní účasti mládeže i dospělých, zejména v místních SZBZ a DZBZ,
- zvýšit brannou a ideovou úroveň soutěží, memoriálů a akcí s politickovýchovným

obsahem a dosáhnout v nich v roce konání VI. sjezdu maximální účasti mládeže a dětí. Tyto branné akce, které vycházejí v ideovém obsahu z revolučních a bojových tradic strany a lidu, přenést z okresů do míst a uskutečnit je v masovějším rozsahu.

- zaměřit se na širší zapojení dětí a mládeže do pravidelné branné sportovní činnosti, zejména na úseku masové branných sportů a střelecké činnosti;
- v zájmové branné činnosti technické
- hlavní pozornost věnovat rozvoji polytechnické činnosti a zvyšování technických znalostí,
- zaměřit se na masový rozvoj zájmové technické činnosti, především rozšířením členské základny a činností nově založených kroužků,
- k tomu získávat další zájemce z řad dětí a mládeže do oborů modelářství, radio-techniky, elektroakustiky a videotechniky,

- dosáhnout masovějšího rozvoje technické tvorivosti,

- rozvinout činnost komisí pro práci s mládeží, které budou ve smyslu závěrů 11. pléna ÚV Svazarmu napomáhat k cílevědomému získávání mladé generace k aktivní účasti na všestranném rozvoji socialistické společnosti a její obraně,
- rozšiřovat masovost v nejnižších soutěžích a umožňovat i účast družstvům a jednotlivcům z řad SSM a jeho PO, stejně jako záklům škol, kteří nejsou organizováni ve Svazarmu. Podílet se na celostátní branné hře „Vždy připraven“, na soutěži branné všestrannosti žáků škol II. cyklu aj.

Čtvrtým hlavním úkolem předsjezdové iniciativy a aktivity je:

## 4. Zvyšovat akceschopnost ZO Svazarmu a rozvíjet jejich plnokrevný život.

Základní organizace jsou rozhodujícím článkem výstavby a činnosti celé naší branné organizace. Především v nich

se uskutečňuje ideové výchovná, výcviková a zájmová branná činnost a naplňuje společenská, socialisticky angažovaná funkce Svazarmu.

Jejich akceschopnost je rozhodující pro důkladné plnění závěrů, které přijme VI. sjezd naší organizace.

V souvislosti se zvyšováním akceschopnosti budou základní organizace pod vedením a za pomoci OV Svazarmu rozvíjet iniciativu a aktivitu k naplňování především těchto úkolů:

- přimknout základní organizace, jejich činnost, strukturu a obsah práce k potřebám politiky Národní fronty v místech, dosáh-



nout ještě užšího sepětí s celkovým společenským životem,

- přijmout a uskutečňovat konkrétní opatření k tomu, aby se základní organizace staly skutečnými středisky masové branné výchovy pracujících a mládeže, aby dále rostla jejich akceschopnost a upevňovaly své společenské postavení. Přimknout činnost ZO k problematice pracovišť a úžeji spojit aktivní zájmovou činnost, zejména v oblasti elektroniky, modelářství a potápěčství s pomocí technickému rozvoji,
- současně rozvíjet aktivitu všech členů organizace při plnění úkolů výstavby rozvinuté socialistické společnosti a obrany

socialismu. Toho dosáhnout konkrétním zapojením všech členů do branné výchovy v základních organizacích, do politické a veřejné práce v závodech, vesnicích a městech.

- zkvalitňovat vnitřní život základní organizace větší cílevědomostí, plánovitostí a soustavností jejich práce dalším rozvojem vnitrosvazové demokracie a demokratického centralismu i realizační schopnosti výborů v naplňování přijatých plánů a plnění usnesení vyšších orgánů,
- dále rozvíjet vnitřní strukturu základních organizací, aby umožňovala rozvoj společenské funkce Svazarmu, realizaci nových

společenských požadavků individuálních členských zájmů,

- uplatňovat v činnosti výborů ZO nové formy práce, zejména posilovat realizační proces, kvalitu a výslednost práce. Orientovat ZO na uplatňování příťažlivých a efektivních metod práce,
- zdokonalovat péči o dobrovolný aktiv ZO a jeho soustavné rozšiřování, přípravu, růst jeho akceschopnosti a samostatnosti, zejména zkvalitňovat práci cvičitelů, instruktorů a trenérů, zdokonalovat jejich výběr, přípravu.

(Dokončení příště).

# IO V PRAXI

Allan Matuška

## Úvod

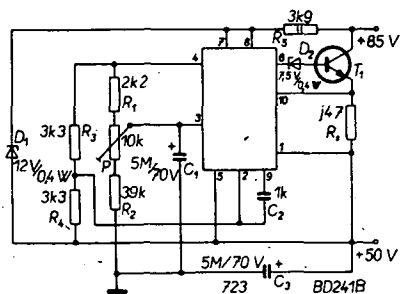
Při četbě našich i zahraničních časopisů se ve schématech stále častěji setkáváme s aplikacemi integrovaných obvodů v různých oborech lidské činnosti. Toto číslo Amatérského radia řady B je zaměřeno na aplikace integrovaných obvodů v napájecích zdrojích, nízkofrekvenční technice, rozhlasových přijímačích, televizních přijímačích, hudebních nástrojích a v měřicí technice.

Tento přehled je doplněn adresami prodejen v NDR, MLR a ŠSSR. I když všechna uvedená zapojení není možno realizovat s našimi obvody (nebo obvody ze země RVHP), mohou mnohým konstruktérům posloužit jako vodítko při konstrukci jejich zařízení. U některých návodů jsou uvedeny pro lepší orientaci výpočty. Pokud jsou v popisovaných zapojeních použity jen tranzistory či jiné aktivní prvky, pak se jedná o nové nekonvenční řešení obvodů.

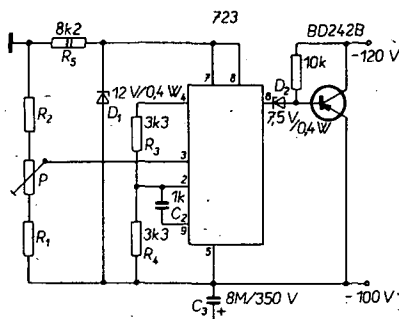
## Napájecí zdroje

### Stabilizovaný zdroj s IO 723

I když v AR B4/77 byla dosti podrobně popsána funkce integrovaného stabilizátoru 723 v různých zapojeních, chtěl bych se zmínit o možnosti použít tento integrovaný obvod ve stabilizovaném zdroji pro větší stabilizované napětí. V běžném použití je



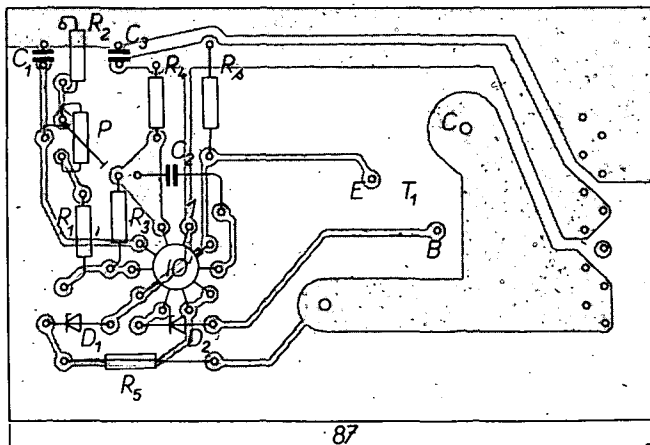
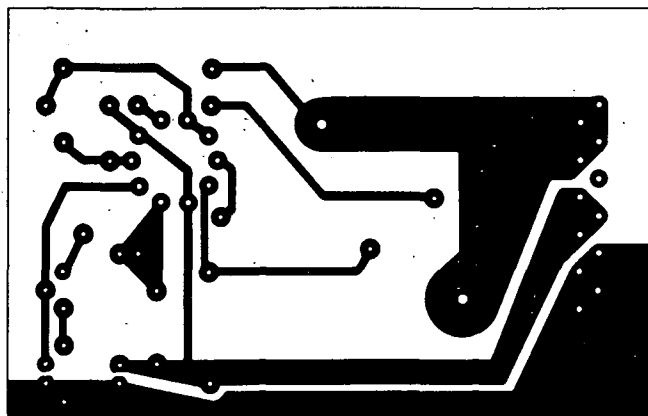
Obr. 1. Zapojení stabilizovaného zdroje velkého kladného napětí



Obr. 2. Zapojení stabilizovaného zdroje velkého záporného napětí



stabilizované napětí tohoto integrovaného obvodu maximálně 37 V. Přesto můžeme s tímto stabilizátorem stabilizovat i napětí podstatně větší. Při použití IO jako proměnného sériového odporu můžeme v zapojení podle obr. 1 stabilizovat kladná napětí 250 V nebo i více. Musíme jen zajistit, aby pracovní napětí obvodu nepřekročilo 40 V. V zapojení podle obr. 1 je to zaručeno Zenerovou diodou  $D_1$  a odporem  $R_5$ , který omezuje proud. Pracovní napětí IO na obr. 1 je omezeno na 12 V, avšak změnou odporu  $R_5$  a Zenerovy diody ho můžeme měnit až do 36 V. Je třeba připomenout, že předřadný odpor  $R_5$  musí být dimenzován na relativně



Obr. 3, 4. Deska s plošnými spoji zdroje podle obr. 1 (M220)

velkou ztrátu. Výstupní napětí v zapojení podle obr. 1 je určeno rovnicí:

$$U_{\text{vst}} = \frac{U_{\text{ref}} R_2 - R_1}{2 R_1}$$

Tato rovnice platí za podmínky, že  $R_3 = R_4$ .

Tímto integrovaným obvodem, jak je to zřejmé z obr. 2, je možno stabilizovat rovněž i záporná napětí větší než 37 V. IO 723 pracuje jako proměnný odpor v napájecí větvi. Je třeba mít na paměti i polaritu kondenzátoru  $C_3$ . Odpor  $R_5$  je pro zatížení 2 W. Výstupní napětí v mezích -6 V až -250 V je určeno rovnicí:

$$U_{\text{vst}} = \frac{U_{\text{ref}} R_1 + R_2}{2 R_1}$$

za předpokladu, že  $R_3 = R_4$ .

Na obr. 3 je deska s plošnými spoji a na obr. 4 rozmístění součástek zdroje z obr. 1. Desku lze použít i pro zdroj z obr. 2. Tranzistor BD241B je možno nahradit KD606 a tranzistor BD242B tranzistorem KD616, diodu  $D_1$  diodou KZ260/12.

Elektr. č. 51/75

### Stabilizovaný zdroj s IO pro pevná napětí

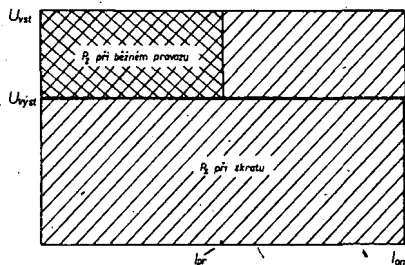
Vzhledem k tomu, že se pro napájení IO používají „normalizovaná“ napájecí napětí, byly v posledních letech vyvinuty integrované obvody pro stabilizátory s konstantním výstupním napětím v řadě 5, 6, 8, 10, 12, 15, 18 a 24 V. Některé typy těchto stabilizátorů připravuje do výroby i TESLA Rožnov. Blokové zapojení těchto IO je podobné jako zapojení IO typu 723. Podrobněji si všimněme ochrany proti přetížení. Monolitické integrované stabilizátory bývají chráněny proti zničení nebo poškození ze strany zátěže buď jednou z dále uvedených ochranných, nebo jejich kombinací:

1. jednoduchým omezením proudu,
2. tepelnou pojistkou,
3. omezením proudu typu „fold back“,
4. omezením proudu v závislosti na napětí regulačního tranzistoru.

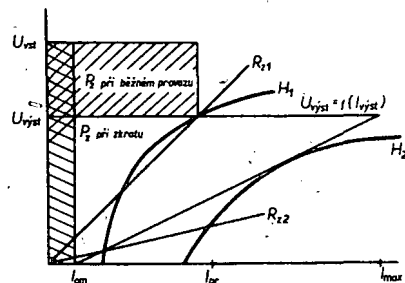
Všechny ochrany jsou vratné, takže po odstranění zkratu nebo přetížení pracuje IO normálně. Dále si všimněme jednotlivých typů ochranných.

**Ochrana proti přetížení omezením proudu.** Charakteristika stabilizátoru s touto ochranou je na obr. 5. Proud při omezení  $I_{\text{om}}$  musí být podstatně větší než proud provozní  $I_{\text{pr}}$ . Vzhledem k tolerancím je účelné, aby se zvětšil výstupní odpor stabilizátoru po omezení proudu. Do proudu  $I_{\text{om}}$  je výstupní napětí konstantní. Nedostatkem této ochrany je, že se při velkých proudech při zkratu podstatně zvětší i ztrátový výkon. Počítáme-li například, že  $I_{\text{om}}$  je asi  $2I_{\text{pr}}$  a vstupní napětí  $U_{\text{vst}} = 1,5 U_{\text{vst}}$ , zvětší se ztrátový výkon šestinásobně, jak je zřejmé z obr. 5. To vede k tomu, že při chladiči s určitými rozměry se z polovodičového prvku neodvede všechno vznikající teplo a je nutno použít tepelnou pojistku, aby IO nebyl zničen.

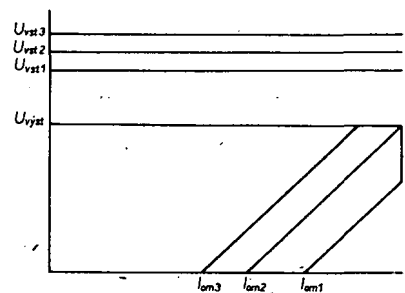
**Ochrana proti přetížení tepelnou pojistkou.** Hlavním zdrojem tepla jsou stejně jako u tranzistorů polovodičové přechody. K měření teploty se využívá přechodu báze-emitor jednoho z tranzistorů. Předpětí báze je voleno tak, že až do dané mezní teploty proud tímto tranzistorem neovlivňuje funkci celého obvodu. Po překročení stanovené mezní teploty se zmenší ztrátový výkon a teplota IO zůstane konstantní. Tato mezní teplota je nezávislá na vnějších teplotních podmínkách. Dochází tedy k regulaci teploty, nikoli k tepelnému „odpojení“. Proto IO po odstranění příčiny přetížení pracuje během krátké doby normálně.



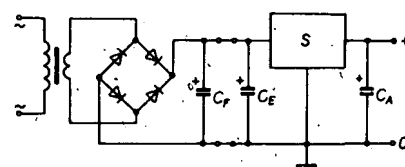
Obr. 5. Charakteristika stabilizátoru napětí s omezením proudu



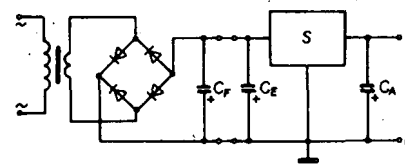
Obr. 6. Charakteristika stabilizátoru napětí s ochranou proti přetížení



Obr. 7. Charakteristika stabilizátoru napětí s ochranou proti přetížení, závislé na rozdílu  $U_{\text{vst}} - U_{\text{vstz}}$



Obr. 8. Zapojení stabilizátoru pevného kladného napětí



Obr. 9. Zapojení stabilizátoru pevného záporného napětí

**Omezení proudu typu „fold-back“.** Tento typ ochrany, jejíž charakteristika je na obr. 6, pracuje při běžném provozu jako ochrana podle obr. 5, avšak při přetížení má regulační prvek podstatně menší ztrátový výkon. Charakteristika jednoznačně říká, že v daném rozsahu, který nás zajímá, je stabilizované napětí nezávislé na vstupním napětí. Tuto ochrany se využívá hlavně u stabilizátorů středního výkonu (do proudů až 0,5 A). Vnitřní odpor není kritický, pokud je dostatečně malý.

Na obr. 6 jsou pro názornost vyřažovány plochy ztrátových výkonů při běžném provozu

zu a při zkratu. Kromě toho jsou zde i hyperboly ztrátového výkonu při běžném provozu. Teplo se při běžném provozu odvádí tak, aby se využívalo jen té části křivky, která je vlevo od hyperboly  $H_1$ . Přetížení odporem velikosti  $R_{z1}$  až  $R_{z2}$  nesmíme připustit. Při  $R_{z1} < R_{z2}$  jsou pracovní podmínky v bezpečné oblasti a v případě úplného zkratu je ztrátový výkon podstatně menší než povolený. Chceme-li mít jistotu, že obvod nebude přetížen, musíme volit chlazení tak, aby odpovídalo hyperbole  $H_2$ . Pak regulační křivka bude celá vlevo od  $H_2$ , tzn. že ve všech možných pracovních bodech bude ztrátový výkon stejný nebo menší.

**Omezení proudu závislé na napětí regulačního tranzistoru.** Charakteristika tohoto typu ochrany je na obr. 7. Výstupní charakteristika je mnohoznačná a je závislá na rozdílu mezi vstupním a výstupním napětím, který je roven napětí kolektor-emitor integrovaného výkonového tranzistoru. Charakteristika na obr. 7 znázorňuje poměry na regulačním tranzistoru, kdy při zvětšujícím se napětí kolektor-emitor tohoto tranzistoru se posouvá bod obrátu křivky směrem k menším výstupním proudům. Proto se tohoto způsobu ochrany využívá u stabilizátorů pro větší zatížení (jednotek A). Je však třeba říci, že velmi kritický je sekundární průraz. Proto je třeba věnovat pozornost i vnitřnímu odporu zdroje. Je ho třeba udělat tak malý, aby napětí na regulačním tranzistoru bylo co nejmenší a aby byl proud omezen dříve, než by mohl být překročen povolený zatěžovací proud.

Při použití monolitických (nebo hybridních) stabilizátorů napětí má napájecí zdroj přístroje jen několik součástek: síťový transformátor, usměrňovač, filtrační kondenzátor a stabilizátor. Někdy jsou potřebné ještě dva tantalové kondenzátory ( $C_E$  a  $C_A$  na obr. 8 a 9), které zlepšují funkci stabilizátoru. Při návrhu takového zdroje není zapotřebí žádných velkých znalostí, neboť zapojení je dáno obvykle výrobcem. Na obr. 8 je zapojení pro kladná napětí a na obr. 9 je zapojení pro záporná napětí.

Dále uvedený příklad dokazuje, že návrh obvodu spočívá v určení napájecího napětí a proudu obvodu, pro který je daný stabilizátor určen. Základní zapojení podle obr. 8 je doporučeno výrobcem. Má-li být stabilizováno např. napětí 24 V pro předzesilovač, který odebírá proud 60 mA, pak lze podle tab. 1 použít např. IO LM78L24, který má maximální proud 100 mA a výstupní napětí 24 V. S ohledem na možnost použít chladič volíme provedení v pouzdře TO-5. Při osazování je nutno dát pozor na rozmístění vývodů, které se u různých výrobků může lišit, neboť není mezinárodně stanoveno. Vstupní napětí tohoto stabilizátoru může být v mezích 27,5 až 38 V. Při návrhu, vzhledem ke kolísání sítě, je nutno zajistit spodní hranici vstupního napětí a nepřekročit horní hranici. Proto je nejlépe volit aritmetický průměr mezi, který zahrne i kolísání sítě o  $\pm 10\%$ . Střední hodnota napětí je 32,75 V, zaokrouhlíme na 33 V a vypočítáme sekundární napětí síťového transformátoru

$$U_{\text{sek}} = \frac{33 \text{ V}}{\sqrt{2}} \approx 23,3 \text{ V}$$

Použijeme-li transformátor se sekundárním napětím 24 V a pro proud 100 mA, bude požadavek splněn. Počítáme-li s úbytkem 1,4 V na diodách, pak

$$U = (U_{\text{sek}} \cdot \sqrt{2}) - 1,4 = (24 \cdot 1,4) - 1,4 = 33,6 - 1,4 = 32,2 \text{ V}$$

Tab. 1. Přehled stabilizátorů kladných pevných napětí

Typ	$U_{výst}$ [V]	$I_{výst}$ [A]	$U_{výst}$ min. [V]	max. [V]	Vnitř. omezení proudu	Teplotná pojist- ka	Odolný proti zničení	Pouzdro
LM78L05	5	0,1	7	20	X	X	X	TO-5; TO-92
TBA625A	5	0,13	8	20	X	X	X	TO-5
LM342-05	5	0,2	7,5	20	X	X	X	TO-202P
μA78M05	5	0,2	7	20	X	X	X	TO-202P
LM340-5	5	0,5	7,5	20	X	X	X	TO-126
L129	5	0,85	7,5	20	X	X	X	TO-3
LM309 K	5	1	7	35	X	X	X	TO-220
LM340-05	5	1,5	7	35	X	X	X	TO-3
LM323 K	5	3	7,5	20	X	X	X	TO-3
LM5000	5	3	9	20	X	X	X	TO-3
LM342-6	6	0,2	8	25	X	X	X	TO-202P
LM341-6	6	0,5	7,2	25	X	X	X	TO-202P
μA78M06	6	0,5	9	21	X	X	X	TO-5
LM340-6	6	1,5	8	25	X	X	X	TO-220; TO-3
μA7806	6	1,5	8	25	X	X	X	TO-220; TO-3
LM78208	8	0,1	10,5	23	X	X	X	TO-5; TO-92
LM342-8	8	0,2	11	23	X	X	X	TO-202
μA78M08	8	0,5	11,5	23	X	X	X	TO-5
LM341-8	8	0,5	10,5	25	X	X	X	TO-202
μA7808	8	1,5	10,5	25	X	X	X	TO-3; TO-220
LM340-8	8	1,5	10,5	25	X	X	X	TO-3; TO-220
TBA435	8,5	0,14	11,5	20	X	X	X	TO-5
LM342-10	10	0,2	13	25	X	X	X	TO-202
TBA625 B	12	0,1	15	27	X	X	X	TO-5
LM78L12	12	0,1	14,5	27	X	X	X	TO-5; TO-92
LM342-12	12	0,2	15	30	X	X	X	TO-202
LM341-12	12	0,5	14,5	30	X	X	X	TO-202
μA78M12	12	0,5	14,5	30	X	X	X	TO-5
L130	12	0,72	14,5	27	X	X	X	TO-126
LM340-12	12	1,5	17,5	30	X	X	X	TO-3; TO-220
μA7812	12	1,5	14,5	30	X	X	X	TO-3; TO-220
TBA625C	15	0,1	18	27	X	X	X	TO-5
LM78L15	15	0,1	17,5	30	X	X	X	TO-92; TO-5
LM342-15	15	0,2	18	30	X	X	X	TO-202
μA78M15	15	0,2	17,5	30	X	X	X	TO-5
LM341-15	15	0,5	17,6	30	X	X	X	TO-202
L131	15	0,6	17,5	27	X	X	X	TO-126
LM350-15	15	1,5	17,5	30	X	X	X	TO-3; TO-220
μA7815c	15	1,5	17,5	30	X	X	X	TO-3; TO-220
LM78L18	18	0,1	21,4	33	X	X	X	TO-5; TO-92
LM342-18	18	0,2	21	33	X	X	X	TO-202
LM341-18	18	0,5	20,7	30	X	X	X	TO-202
LM340-18	18	1	21	33	X	X	X	TO-3; TO-220
μA7818	18	1,5	21	33	X	X	X	TO-3; TO-220
μA78M20	20	0,5	23	36	X	X	X	TO-5
LM78L24	24	0,1	27,5	38	X	X	X	TO-5; TO-92
LM342-24	24	0,2	27,2	38	X	X	X	TO-202
LM341-24	24	0,5	27	38	X	X	X	TO-202
LM340-24	24	1	27	38	X	X	X	TO-3; TO-220
μA7824	24	1,5	27	38	X	X	X	TO-3; TO-220

Takto vypočítaná střední hodnota napětí odpovídá zadaným požadavkům. K určení kapacity vyhlazovacího kondenzátoru  $C_E$  lze využít praxe: 2200  $\mu\text{F}$  na 1 ampér odebraného proudu. Pro výše uvedené předzesilovač by tedy postačil kondenzátor s kapacitou 220  $\mu\text{F}$ , avšak vzhledem k tomu, že se jedná o obvod, u něhož požadujeme velké potlačení brumu, volíme kondenzátor 1000  $\mu\text{F}/40\text{ V}$ . Potlačení brumu stabilizátoru s IO LM78L24 je podle katalogu minimálně 30 dB při 120 Hz a jako typické je uvedeno potlačení 43 dB při 120 Hz. Údaje jsou uváděny pro kmitočet 120 Hz, protože se jedná o výrobek amerického výrobce (kmitočet sítě 60 Hz). S těmito údaji můžeme však počítat i při kmitočtu 50 Hz (brumový kmitočet 100 Hz). Potlačení brumu stabilizátoru lze o několik dB zlepšit připojením kondenzátoru  $C_A$  (o kapacitě 1 až 10  $\mu\text{F}$ ) na výstup. Kondenzátor  $C_A$  současně zlepšuje i stabilitu celého obvodu.

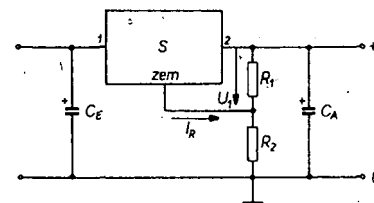
Všichni výrobci integrovaných stabilizátorů napětí doporučují použít jako kondenzátory  $C_E$  a  $C_A$  tantalové typy. Vstupní kondenzátor  $C_E$  je potřebný tehdy, není-li IO umístěn v blízkosti kondenzátoru  $C_E$ , jako je tomu

např. tehdy, jsou-li IO umístěny na jednotlivých deskách přístroje. Tak například: je-li v zesilovači koncový stupeň na jedné desce a předzesilovač na druhé desce, může být IO na desce předzesilovače a může být napájen napětím koncového zesilovače. V tomto případě se nesmí napětí koncového zesilovače zmenšit při vybuzení pod 28 V a zvětšit při

provozu bez buzení nad 38 V. Stabilizátor vzájemně odděluje napájení koncového stupně a předzesilovače. Přitom musíme dbát na to, aby zemní vodič byl co nejkratší cestou spojen se záporným pólem zdroje. Z daného příkladu vidíme, že návrh napájecího zdroje při použití integrovaných pevných stabilizátorů napětí není obtížný. Při návrhu nám dobře poslouží katalogové údaje IO a pro základní orientaci i tab. 1 a 2.

### Možnost změny výstupního napětí stabilizátorů pevných napětí

I přes poměrně dobré odstupňování výstupního napětí stabilizátorů pevných napětí může nastat případ, že budeme potřebovat napětí mimo danou řadu. Změnit výstupní napětí těchto stabilizátorů lze tak, že společný bod nepřipojíme přímo na zem, ale přes dělič  $R_1/R_2$  (obr. 10). Pro toto zapojení platí rovnice:



Obr. 10. Stabilizátor s pevným výstupním napětím s možností změny výstupního napětí

$$U_{výst} = U_1 \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_R R_2 \quad [\text{V; A; } \Omega],$$

kde  $U_1$  je konstantní výstupní napětí IO a  $I_R$  klidový proud IO.

Nahradíme-li  $R_2$  potenciometrem, můžeme výstupní napětí měnit v určitých mezích (obr. 11). Je-li běžec potenciometru na zemi, dostáváme výstupní napětí rovné napětí IO. V druhé poloze běžce je vypočítané výstupní napětí rovno:

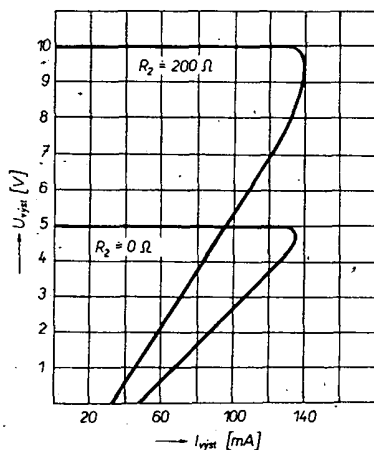
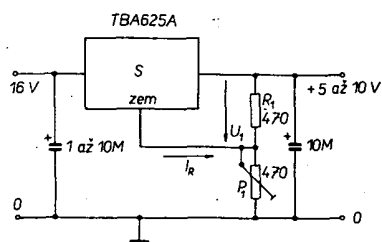
$$U_{výst} = 5 \cdot \left( 1 + \frac{250}{470} \right) + 0,01 \cdot 250 = 5 \cdot 1,53 + 2,5 = 7,65 + 2,5 = 10,15 = 10 \text{ V.}$$

Klidový proud pro daný IO (TBA625A) je podle katalogu 5 až 16 mA. Měřením v nezatíženém stavu zjistíme, že klidový proud je například 9,357 mA. Ve výpočtu budeme počítat s proudem 10 mA. Odpor  $R_1$  bude protéká minimální proud rovný proudu klidovému:

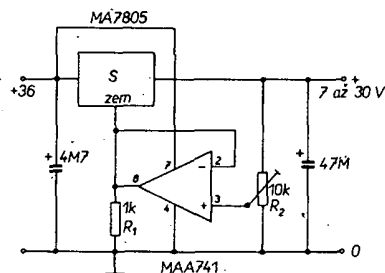
$$R_1 = \frac{U_1}{I_R} = \frac{5}{0,01} = 500 \Omega.$$

Tab. 2. Přehled stabilizátorů záporných pevných napětí

Typ	$U_{výst}$ [V]	$I_{výst}$ [V]	$U_{výst}$ min. [V]	max. [V]	Vnitřní omezení proudu	Teplotná pojistka	Odolný proti zničení	Pouzdro
LM320T5	-5	1,5	-7,5	-25	X	X	X	TO-220
LM345	-5	3,0	-7,8	-20	X	X	X	TO-3
MC7905C	-5	1,5	-7	-35	X	X	X	TO-126; TO-3
LM320T6	-6	1,5	-8,5	-25	X	X	X	TO-220
MC7906C	-6	1,5	-8	-35	X	X	X	TO-126; TO-3
LM320T8	-8	1,5	-10,5	-25	X	X	X	TO-220
MC7908C	-8	1,5	-10	-35	X	X	X	TO-126; TO-3
LM320T12	-12	1,5	-14,5	-32	X	X	X	TO-220
MC7912 C	-12	1,5	-14	-35	X	X	X	TO-126; TO-3
MC320T15	-15	1,5	-17,5	-35	X	X	X	TO-220
MC7915C	-15	1,5	-17	-35	X	X	X	TO-126; TO-3
LM320T18	-18	1,5	-21	-35	X	X	X	TO-220
MC7918	-18	1,5	-20	-35	X	X	X	TO-126; TO-3
LM320T24	-24	1,5	-27	-35	X	X	X	TO-220
MC924C	-24	1,5	-26	-40	X	X	X	TO-126; TO-3



Obr. 11. Stabilizátor napětí 5 až 10 V s charakteristikami „fold back“



Obr. 12. Rozšíření regulace výstupního napětí u stabilizátoru s pevným výstupním napětím

Nejbližší hodnota v řadě E je 470  $\Omega$ .

Z grafu na obr. 11. jsou zřejmé poměry, které nastanou při přetížení (křivka „fold back“). Z křivky je zřejmé, že ochrana proti přetížení funguje v celém rozsahu regulačního napětí. Jmenovité údaje pro stabilizátor podle obr. 11:

$$\begin{aligned} U_{vyst} &= +5 \text{ až } +10 \text{ V (nastavitelné)}, \\ U_{st} &= +16 \text{ V}, \\ I_{vyst} &= 80 \text{ mA}, \\ R_{vyst} &= 100 \text{ m}\Omega. \end{aligned}$$

Rozšířit rozsah regulace výstupního napětí je možné použitím operačního zesilovače zapojeného jako sledovač napětí. V zapojení podle obr. 12 je možné regulovat výstupní napětí od 7 do 30 V při proudu 1 A do zátěže. Je třeba mít na paměti, že vstupní napětí IO nesmí být v žádném případě větší než +36 V, neboť se jinak může poškodit nebo zničit operační zesilovač. V daném zapojení není možné dosáhnout napětí 5 V, neboť společný bod IO je k „zemi“ připojen přes odpor 1 k $\Omega$ .

### Zvětšení výstupního proudu

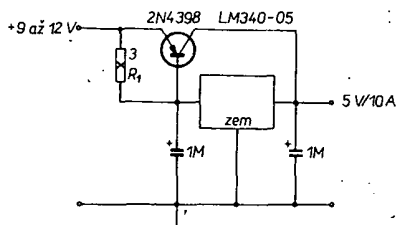
Výstupní proud stabilizátorů pevných napětí může být zvětšen připojením vnějšího výkonového tranzistoru (obr. 13). V tomto zapojení je chráněn proti zničení IO, nikoli však výkonový tranzistor. Při zkratu bude

výkonový tranzistor určitě zničen. Abychom tomu předešli, použijeme zapojení podle obr. 14. Sériový odpor  $R_s$  je dimenzován tak, aby úbytek na něm byl 0,65 V. Zvětší-li se výstupní proud, zvětší se i úbytek na tomto odporu nad danou velikost, otevře se tranzistor  $T_1$  a při zkratu na výstupu se  $T_2$  uzavře. V tomto zapojení se předpokládá, že se proud rozdělí mezi IO a vnější výkonový tranzistor. Toho lze dosáhnout správným stanovením odporů  $R_1$  a  $R_2$ . Výrobci doporučují rozdělit proud takto:

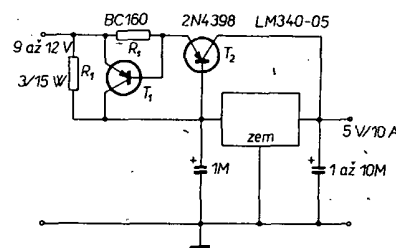
IO – 0,2  $I_{celk}$ ,  
výkonový tranzistor – 0,8  $I_{celk}$ .  
Je samozřejmé, že odpory  $R_1$  a  $R_2$  musí být předimenzovány z hlediska výkonové ztráty.

### Chlazení integrovaných stabilizátorů napětí

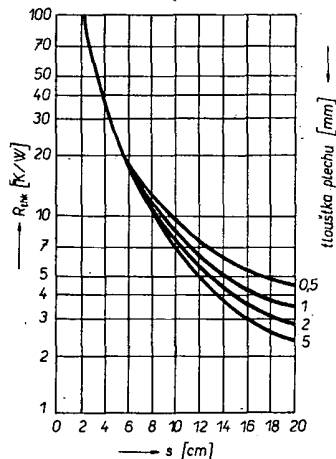
Jen ve vzácných případech se pro odvod tepla z čipu používá pouzdro IO. Častěji je IO přišroubován k plechu nebo na chladič, který převádí vzniklé teplo do okolí. Při montáži bez chladiče je teplotní odpor čipu 50 až 100  $^{\circ}\text{K/W}$ , přičemž odpor mezi čipem a pouzdrem je 1 až 10  $^{\circ}\text{K/W}$ . Při použití chladičového plechu nebo chladiče se teplotní odpor pohybuje v rozmezí 1 až 100  $^{\circ}\text{K/W}$ .



Obr. 13. Zvětšení výstupního proudu stabilizátoru s pevným výstupním napětím



Obr. 14. Zvětšení výstupního proudu s elektronickou pojistkou



Obr. 15. Tepelný odpor hliníkového plechu v závislosti na tloušťce plechu a délce strany (čtvercový tvar)

Plochu potřebného chladiče pro provozní ztrátový výkon můžeme vypočítat z rovnice:

$$P_{celk} = \frac{U_{vst} - U_{vyst}}{I_z} + \frac{U_{vst}}{I_R}$$

kde  $U_{vst}$  je napětí na vstupu při plném zatížení,

$U_{vyst}$  výstupní stabilizované napětí,  
 $I_z$  maximální odebraný proud,  
 $I_R$  klidový proud IO.

Pro teplotní odpor chladiče platí rovnice

$$R_{thk} = \frac{T_j - T_a}{P_{celk}} - R_{thg}$$

kde  $R_{thk}$  je tepelný odpor chladiče,

$T_j$  teplota přechodu,

$T_a$  teplota okolí,

$P_{celk}$  celkový ztrátový výkon z předchozí rovnice,

$R_{thg}$  tepelný odpor přechodu čip-pouzdro.

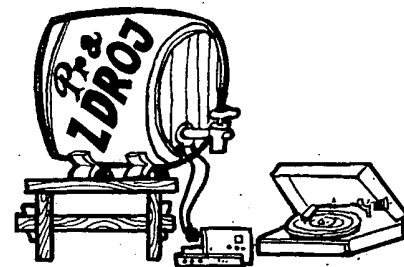
Plocha chladiče může být pro hliníkový plech určena z grafu na obr. 15. Křivky platí pro vertikální čtvercový bílý hliníkový plech s délkou strany  $s$ , se zdrojem tepla ve středu, bez dodatečného chlazení (např. větrákem). Je-li plech umístěn vodorovně, musíme vypočítanou plochu zvětšit o 30 %, při černém plechu ji můžeme o 30 % zmenšit. Můžeme použít i chladič z profilu (viz AR 9/74). Nesmí-li být společný bod IO spojen s šasi, použijeme izolační podložku, jejíž teplotní odpor musíme zahrnout do celkového teplotního odporu.

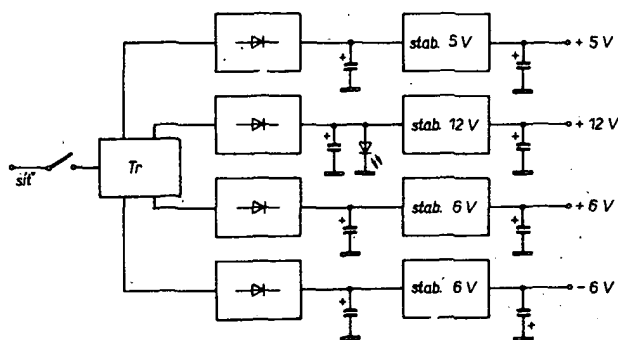
Nakonec několik připomínek ke konstrukci: vodiče, jimiž protékají velké proudy, musí být co nejtlustší a co nejkratší. Abychom se vyhnuli zemním smyčkám, spojíme zemní vodič se záporným pólem kondenzátoru  $C_L$ . Kondenzátory  $C_E$  a  $C_A$  musí být umístěny co nejbližší vývodům IO.

Firemní literatura Fairchild, NS, Motorola, SGS-ATES, ITT

### Miniaturní napájecí zdroj se čtyřmi výstupními napětími

Při konstrukci různých obvodů jak digitálních, tak i analogových potřebujeme různá napětí. Jedno možné řešení univerzálního zdroje si dále popíšeme. Blokové schéma je na obr. 16. Čtyři sekundární napětí síťového transformátoru jsou usměrněna můstkovými usměrňovači a vyhlazena filtračními kondenzátory, čímž je zaručeno, že se tato čtyři napětí vzájemně neovlivňují. Čtyři integrované obvody s konstantním výstupním napětím tato čtyři napětí stabilizují a zároveň chrání zdroj proti zkratu a tepelnému přetížení. Pro záporné napětí –6 V byl použit stejný IO jako pro napětí +6 V, protože cena IO řady 78... je podstatně nižší, než cena IO 79..., určených ke stabilizaci záporných napětí.





Obr. 16. Blokové zapojení malého napájecího zdroje

### Usměrňovače a filtrační (nabíjecí) kondenzátory

K usměrnění střídavého napětí se používají můstkové usměrňovače, aby byly využity obě půlky střídavého napětí (obr. 17). Ze čtyř diod je vždy vodivý jen jeden pár diod: při kladné půlce diody  $D_1$  a  $D_2$ , při záporné půlce  $D_3$  a  $D_4$ . Kondenzátor  $C_L$  plní funkci paměti a filtruje usměrněné pulsuující napětí (obr. 18). Napětí na kondenzátoru se mění, je-li zátěží odebírán proud. Kondenzátor se nabíjí tehdy, je-li usměrněné napětí větší než okamžitá velikost napětí na kondenzátoru. Při daném kmitočtu je zvlnění napětí na kondenzátoru závislé na jeho kapacitě a na vybíjecím proudu, tj. na proudu, odebíraném zátěží.

V popisovaném zdroji musíme pro správnou funkci IO zajistit minimální vstupní napětí IO, tj. musíme určit optimální poměr mezi kapacitou filtračního kondenzátoru, vznikajícím zvlněním usměrněného napětí a zatěžovacím proudem. Musíme-li např. vzhledem k omezenému prostoru použít kondenzátor s malou kapacitou, musíme zvětšit sekundární napětí transformátoru, aby se výstupní napětí při zatížení nezměnilo pod určitou minimální velikost; větší úbytek napětí na IO však vede k většímu ztrátovému výkonu, což není vždy žádoucí. Optimum závisí tedy na činitelích, které nemůžeme určit přímo. Je však jasné, že ztrátový výkon IO je závislý i na kapacitě filtračního kondenzátoru.

### Určení kapacity filtračního (nabíjecího) kondenzátoru

Za jednoduchého předpokladu, že je výstupní proud zdroje, tekoucí do zátěže, konstantní, a střídavé napětí na sekundě sinusové, lze kapacitu  $C$  kondenzátoru určit z rovnice:

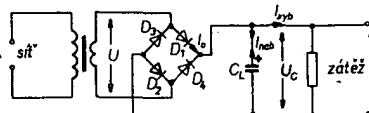
$$C = \frac{I_{\max}}{U_{\max}} \frac{\arccos(-k)}{2\pi f(1-k)},$$

kde  $I_{\max}$  je maximální proud usměrňovačem,  $U_{\max}$  maximální napětí na kondenzátoru.

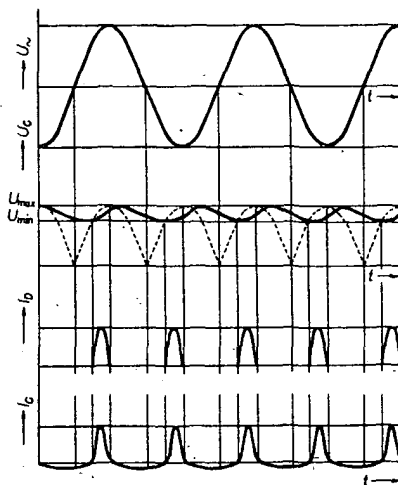
$U_{\max}$  lze vypočítat násobením sekundárního napětí  $\sqrt{2}$ , výsledek se pak zmenší o úbytek

Tab. 3. Údaje pro výpočet filtračního (nabíjecího) kondenzátoru a ztrát

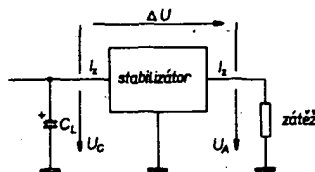
$k$	$M$	$M_{\text{rel}}$	$N$
0,4	7,4	0,4	0,42
0,5	9,4	0,5	0,35
0,6	12,5	0,7	0,28
0,7	17,6	1,0	0,21
0,8	28,1	1,6	0,14
0,9	60,5	3,4	0,07
0,95	127,1	7,2	0,04



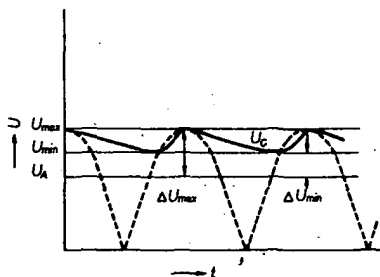
Obr. 17. Můstkový usměrňovač



Obr. 18. Časový průběh střídavého napětí, napětí na kondenzátoru, proudu diodami a kondenzátorem



Obr. 19. Ztrátový výkon stabilizátoru se mění na teplo



Obr. 20. Průběh napětí v zapojení podle obr. 19

$U_D$  na diodách (úbytek v propustném směru při maximálním proudu):

$$U_{\max} = \sqrt{2} U_{\text{ef}} - 2 U_D.$$

Je-li  $U_D = 0,7$  V, platí přibližně

$$U_{\max} = \sqrt{2} (U_{\text{ef}} - 1).$$

Při výpočtu uvažujeme síť o kmitočtu  $f = 50$  Hz. Činitel  $k$  zahrnuje „zvlnění“ napětí  $U_C$  na nabíjecím kondenzátoru (obr. 18);  $k$  můžeme uvažovat jako poměr mezi maximálním a minimálním napětím na kondenzátoru

$$k = \frac{U_{\min}}{U_{\max}}.$$

Dosazením do původního vztahu pro  $C$  dostaneme

$$C = 2,25 \frac{I_{\max}}{U_{\text{ef}}} \frac{\arccos(-k)}{(1-k)} [\mu\text{F}; \text{mA}, \text{V}].$$

Stanovíme-li, že

$$M = 2,25 \frac{\arccos(-k)}{(1-k)},$$

pak můžeme z tab. 3 určit tři veličiny,  $C$ ,  $I$  nebo  $U$ :

$$C = M \frac{I_{\max}}{U_{\text{ef}}}.$$

Abyste napětí na nabíjecím kondenzátoru nebylo menší než střídavé sekundární napětí transformátoru, musí být  $k = 0,7$ . Dosadíme-li  $M = 1$ , pak dostaneme rychle přehled o vlivu kapacity kondenzátoru na zvlnění. Abychom zmenšili zvlnění z  $k = 0,7$  na  $k = 0,8$ , potřebujeme zvětšit kapacitu kondenzátoru o 60 % při daném zatěžovacím proudu. Naopak při použití kondenzátoru s kapacitou o 30 % menší je činitel  $k = 0,6$ . V tab. 3 ve sloupci  $M_{\text{rel}}$  je zřejmá tato závislost. Za těchto podmínek musíme počítat se zvětšeným ztrátovým výkonem a optimálně dimenzovat chladič.

### Vzniklý ztrátový výkon

Na vstupu stabilizátoru je vždy větší napětí než na výstupu a proud tekoucí IO způsobuje ztráty  $P_z$ , které jsou úměrné danému proudu  $I_z$  a rozdílu napětí  $\Delta U$  (obr. 19). Tyto ztráty se přeměňují na teplo, které musí být odvedeno chladičem. Při zatížení se nesmí napětí na vstupu zmenšit pod  $U_{\min}$ . Napětí  $U_{\min}$  je závislé na typu IO; u obvyklých typů je asi o 2,5 V větší než  $U_{\text{vst}}$  (obr. 20). Ztrátový výkon při  $\Delta U_{\min}$  je:

$$P_{z1} = (U_{\min} - U_{\text{vst}}) I_z = \Delta U_{\min} I_z.$$

K tomuto ztrátovému výkonu je nutné připočítat další ztrátový výkon, vzniklý při změně  $U_{\max}$  na  $U_{\min}$  – ten je větší než při  $U_{\min}$ . Tento výkon  $P_{z2}$  je tím menší, čím menší je zvlnění na nabíjecím kondenzátoru

$$P_{z2} = U_{\text{ef}} I_z \frac{(1-k)}{1,4}$$

Položíme-li

$$N = \frac{1-k}{1,4}$$

(různá  $N$  jsou uvedena v tab. 3), můžeme  $P_{z2}$  snadno spočítat

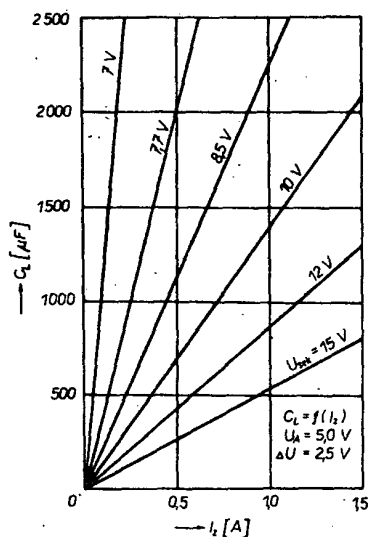
$$P_{z2} = N U_{\text{ef}} I_z.$$

Celkový ztrátový výkon  $P_z$  je

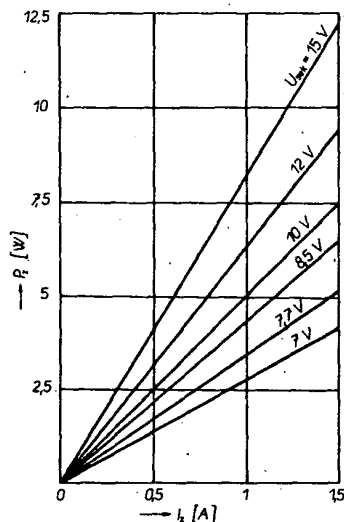
$$P_z = P_{z1} + P_{z2}.$$

Pro přehlednost jsou na obr. 21 a 22 nakresleny závislosti pro výstupní napětí 5 V





Obr. 21. Diagram k určení kapacity vyhlazovacího kondenzátoru



Obr. 22. Diagram ztrátového výkonu

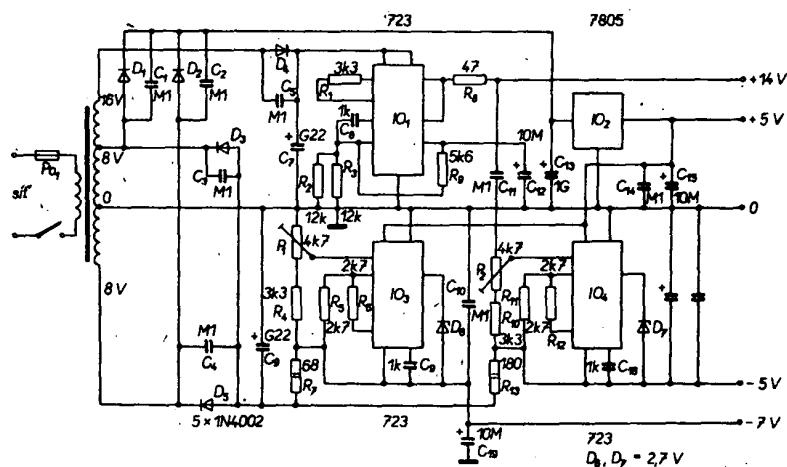
a pro úbytek 2,5 V na IO. Pro jiná napětí je nutno potřebné údaje vypočítat a dané průběhy zkonstruovat.

Celkové zapojení popisovaného univerzálního napájecího zdroje je na obr. 23. Je zřejmé, že svítivá dioda slouží jako indikátor zapnutí. Kondenzátory na výstupu IO zlepšují stabilitu zapojení. Proudů uvedené v zapojení na obr. 23 platí jen pro jedno výstupní napětí. Celkový stejnosměrný výkon zdroje může být asi 3,5 W.

Funkschau č. 21/1976

### Napájecí zdroj s IO 723 a 7805 s regulovaným výstupním napětím

Obvody např. s operačními zesilovači je třeba napájet obvykle několika napájecími napětími; odebíraný proud je obvykle malý. Zapojení na obr. 24 poskytuje čtyři napětí: +14 V (15 mA), +5 V (300 mA), -5 V (50 mA) a -7 V (50 mA). Kladná napětí jsou stabilizována obvyklým způsobem, takže není zapotřebí žádného dalšího vysvětlení funkce.



Obr. 24. Napájecí zdroj s regulovatelným výstupním napětím

Pro stabilizaci záporných napětí by bylo možné použít IO, které jsou však mnohem dražší, než obvody pro stabilizaci kladných napětí. V daném zapojení je IO 732 použit ne jako sériový, ale jako paralelní stabilizátor. Při paralelním zapojení stabilizátoru je z transformátoru odebrán konstantní výkon,

nezávisle na zatížení výstupu. Účinnost tohoto zapojení je přirozeně menší než při sériovém zapojení. V našem případě je maximální výstupní proud 60 mA. Záporné napětí můžeme nastavit na požadovanou velikost potenciometry P<sub>1</sub> a P<sub>2</sub>. Všechny výstupy jsou odolné proti zkratu. Proud kladných napětí je omezen IO. Zkratový proud záporných napětí je omezen odpory R<sub>7</sub> a R<sub>13</sub>. Jejich ztrátový výkon je 2 W.

Elektronika č. 79-80/1977

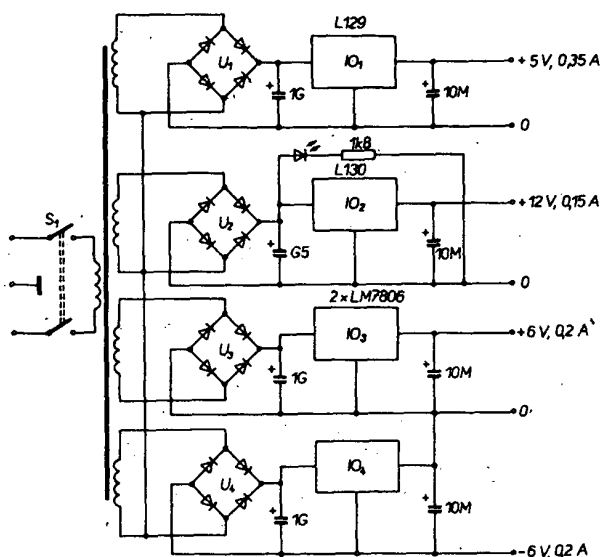
### Jednoduchý stabilizovaný síťový zdroj 0 až 15 V/5 A

Ve zdroji na obr. 25 můžeme snadno měnit výstupní napětí v rozsahu 1 až 15 V. Dvě Zenerovy diody D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> zlepšují činitel stabilizace. Teplotní drift je velmi malý a je dán Zenerovou diodou s U<sub>Z</sub> = 5,6 V. Po zapnutí zdroje se výstupní napětí zvětšuje exponenciálně (τ = 1 kΩ · C<sub>3</sub>). Při C<sub>3</sub> = 1000 μF je doba nárůstu výstupního napětí 1 s. Potenciometrem P<sub>1</sub> nastavujeme výstupní napětí a potenciometrem P<sub>2</sub> maxi-

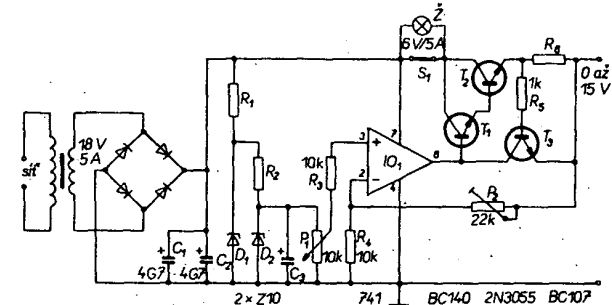
mální výstupní napětí (15 V). Transistor T<sub>3</sub> spolu s odporem R<sub>6</sub> určují maximální výstupní proud. Odpor R<sub>6</sub> můžeme vypočítat z rovnice

$$R_6 = \frac{0,7}{I_{\max}}$$

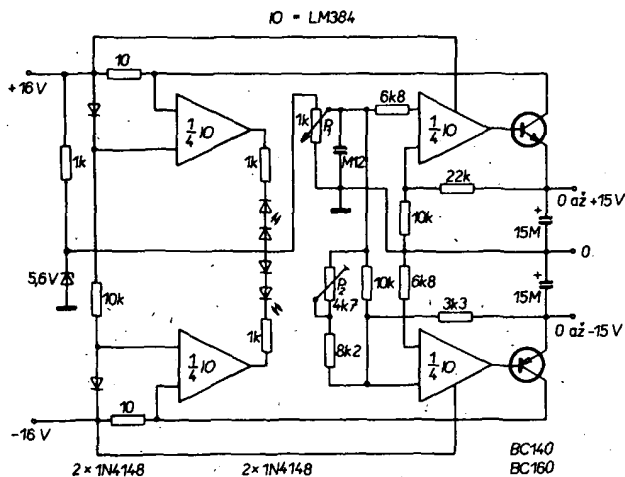
pro proud I<sub>max</sub> = 5 A je R<sub>6</sub> = 0,14 Ω. Nahradíme-li R<sub>6</sub> drátovým potenciometrem, můžeme omezení proudu měnit průběžně. Ztrátový výkon tranzistorů T<sub>1</sub> a T<sub>2</sub> je při malém výstupním napětí a velkém proudu velký, proto musíme chladit pro tyto tranzistory příslušně navrhnout. Při malých výstupních napětích rozpojením spínače S<sub>1</sub> a zapojením žárovky můžeme tento ztrátový výkon zmen-



Obr. 23. Zapojení malého stabilizovaného zdroje



Obr. 25. Zapojení stabilizátoru 0 až 15 V/5 A



šit. Tranzistor  $T_1$  můžeme nahradit KD501,  $T_2$  KF507 nebo KU611 (podle zesilovacího činitele tranzistoru  $T_1$ ),  $T_3$  KC507,  $IO_1$  MAA741,  $D_1$ ,  $D_2$  KZ260 a usměrňovací můstek čtyřmi diodami KY708 s chladičem. *Elektr. č. 79-80/77*

k použitému  $IO_1$  může být 36 V. Nejmenší napětí na výstupu je závislé na použitých integrovaných obvodech  $IO_2$  a  $IO_3$  (min. 5 V). *Elektr. č. 67-68/76*

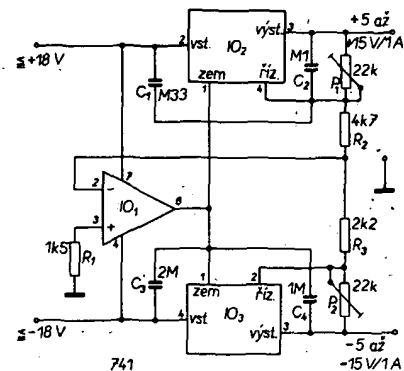
### Symetrický napájecí zdroj

Na obr. 26 je zapojení symetrického napájecího zdroje s  $I_{\max} = 60$  mA. Zapojení využívá čtyřnásobného operačního zesilovače LM324. Vstupní napětí  $\pm 16$  V je vzhledem k výstupnímu napětí  $\pm 15$  V poměrně malé. Přesná velikost výstupního napětí je závislá na  $IO$  a liší se kus od kusu. Zenerova dioda 5,6 V slouží jako zdroj referenčního napětí. Při použití diody s menším Zenerovým napětím je možné obdržet i menší výstupní napětí.

Přes potenciometr  $P_1$ , kterým nastavujeme výstupní napětí, je referenční napětí přivedeno na neinvertující vstup operačního zesilovače. Tranzistor zapojený na výstupu zvětšuje maximální výstupní proud. Celkové zesílení OZ je závislé na odporech ve zpětné vazbě (22 k $\Omega$  a 10 k $\Omega$ ). V daném případě je zesílení asi 3 a maximální výstupní napětí je proto teoreticky  $3 \times 5,6 = 16,8$  V.

O něco složitější je regulace záporného napětí. Neinvertující vstup druhého operačního zesilovače (vývod 3) je připojen přes odpor 6,8 k $\Omega$  na nulový potenciál. Operační zesilovač „se snaží“, aby i invertující vstup byl na nule. Tento vstup je spojen se zdrojem referenčního napětí přes odpor 10 k $\Omega$  a potenciometr  $P_1$ . Proto je výstupní napětí záporné a je třikrát větší, než napětí na běžící potenciometru  $P_1$ . Jen tak je možné kompenzovat kladné napětí a tolerance použitých odporů kompenzujeme potenciometrem  $P_2$ . Oba zbývající operační zesilovače pracují jako omezovače proudu. Referenční napětí se zmenší na nulu, je-li úbytek napětí na obou odporech 10  $\Omega$  0,6 V; současně se rozsvítí svítivá dioda, které indikují přetížení.

Na obr. 27 je podobný zdroj, který používá stabilizátory pevných napětí. Výstupní proud je 1 A. Při přetížení jednoho  $IO$  se zmenší výstupní napětí i v druhé větvi. Výstupní napětí je možné nastavit nezávisle potenciometry  $P_1$  a  $P_2$ . V uvedeném zapojení je uvažováno symetrické výstupní napětí, takže napětí v místě spojení  $R_2$  a  $R_3$  je nulové a výstupní napětí jsou shodná. Zmenší-li se např. kladné napětí vlivem zátěže, pak se změní vztahový potenciál  $IO_2$ ,  $IO_3$  a výstupní napětí obvodu  $IO_1$  je záporné vůči zemi. Napětí na výstupech  $IO_2$  a  $IO_3$  se „doreguluje“. Maximální vstupní napětí vzhledem



Obr. 27. Symetrický regulovatelný napájecí zdroj

### Obvod pro získání záporného napětí z napětí kladného

Zapojení podle obr. 28a lze s výhodou použít tam, kde máme k dispozici jen jedno kladné napětí a potřebujeme zdroj záporného napájecího napětí, u něhož se počítá s malým odběrem proudu, např. při napájení operačních zesilovačů.

Odporem  $R_1$  teče řídicí proud asi 1 mA z generátoru napětí pravouhlého průběhu (kmitočet 10 kHz, střída 1:1). Je-li na vstupu úroveň log. 0, tranzistor  $T_1$  se uzavře; proud teče přes  $R_2$  do báze  $T_2$ . Kondenzátor  $C_1$  se emitorovou proudem  $T_2$  nabije, dioda  $D_2$  je vodivá pro nabíjecí proud kondenzátoru. Napětí na  $C_1$  se zvětší na napětí, které je polovinou napájecího napětí.

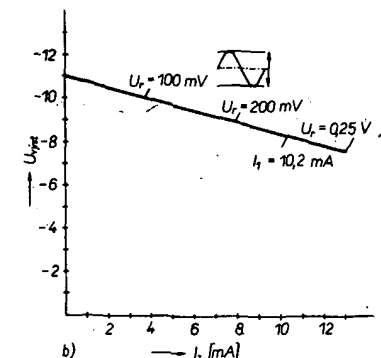
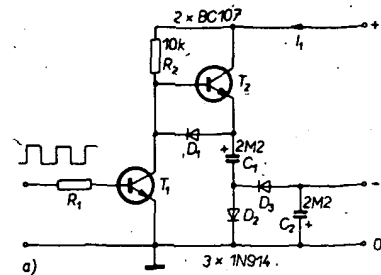
Bude-li na vstupu úroveň log. 1, povede tranzistor  $T_1$  a kladný pól  $C_1$  je přes diodu  $D_1$  a tranzistor  $T_1$  uzemněn. Záporný pól kondenzátoru  $C_1$  má záporný potenciál vůči zemi; náboj z kondenzátoru  $C_1$  se přenáší na  $C_2$  přes diodu  $D_3$ . Na výstupu se objeví záporné napětí. Během jedné periody řídicího oscilátoru se napětí na  $C_2$  zvětší asi na -11 V.

V grafu na obr. 28b je vidět závislost napětí na proudu zátěže pro tři různá napětí  $U_R$ .

### Zenerova dioda se zlepšenými parametry

Obvod na obr. 29 dovoluje při minimálním odběru proudu získat zdroj referenčního

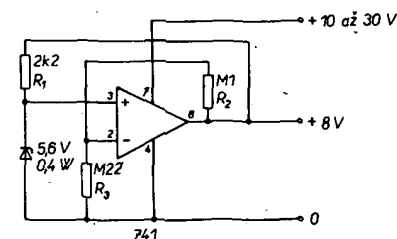
Obr. 26. Regulovatelný napájecí zdroj



Obr. 28. Invertor polarity napětí (a) a jeho zatěžovací charakteristika (b)

napětí. I když Zenerovou diodou teče proud jen 1 mA, mění se výstupní napětí o 1 mV při změně vstupního napětí v mezích 10 až 30 V. Úbytek napětí na Zenerově diodě bude konstantní, poteče-li diodou konstantní proud. Ten je nastaven odporem  $R_1$ . Ze zapojení je zřejmé, že Zenerova dioda je zatěžována velkým vstupním odporem neinvertujícího vstupu operačního zesilovače. Odpor  $R_1$  je v tomto případě zdrojem proudu, neboť úbytek napětí na odporu  $R_1$  při konstantním výstupním napětí OZ a konstantním Zenerově napětí je rovněž konstantní a odporem  $R_1$  teče tedy konstantní proud. Výstupní napětí můžeme určit z rovnice:

$$U_{\text{vyst}} = \frac{R_2 + R_3}{R_3} U_Z$$



Obr. 29. Zenerova dioda se zlepšenými parametry

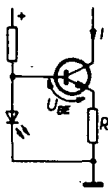
Vztah platí pouze tehdy, je-li napájecí napětí minimálně o 2 V větší, než napětí na výstupu. Operační zesilovač současně zmenšuje výstupní impedanci, takže je možné odebírat proud až 15 mA. Chceme-li, aby vliv teploty byl co nejmenší, musíme použít Zenerovu diodu s minimálním teplotním součinitelem.

*Elektr. č. 79-80/77*

### Svítivá dioda (LED) jako zdroj referenčního napětí

Úbytek napětí na diodě LED je závislý na jejím typu a pohybuje se mezi 1,4 V a 2,2 V při proudu diodou 5 až 10 mA. Při zvyšování teploty se toto napětí zmenšuje





Obr. 30. Svítivá dioda jako zdroj referenčního napětí

o  $1,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ , tzn., že  $T_K = 1,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ . Toho můžeme využít při konstrukci teplotně nezávislého zdroje konstantního proudu (obr. 30). Teplotní součinitel  $T_K$  diody LED a přechodu emitor-báze tranzistoru je stejný, takže se vzájemně kompenzuje. Kolektorový proud je dán vztahem

$$I = \frac{I_{\text{LED}} - U_{\text{BE}}}{R}$$

Úbytek na LED bývá různý a proto pro přesné nastavení nahradíme odpor  $R$  potenciometrem.

*Elektr. č. 79-80/77*

### Nabíječe niklokadmiových akumulátorů

Obvyklé nabíjení akumulátorů NiCd konstantním proudem zkracuje podstatně dobu jejich života. Tu lze podstatně prodloužit, použijeme-li nabíječ s omezením proudu a odpojíme-li zdroj nabíjecího proudu při dosažení jmenovitého napětí akumulátoru.

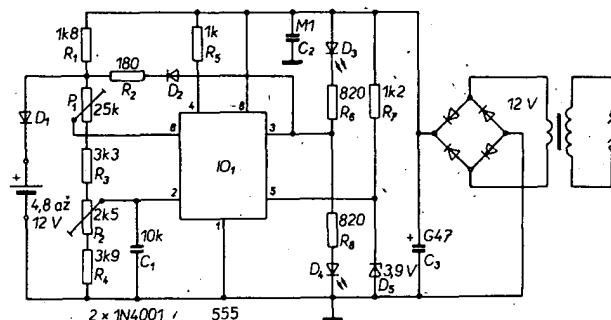
Obvod na obr. 31 splňuje tyto požadavky a je navržen pro akumulátory 1,2 V/450 mAh. Pro každý akumulátor potřebujeme jeden obvod v čárkovaném rámečku.

Schmittův klopný obvod SN74132 se překlápí při dvou úrovních, které jsou teplotně kompenzované. Vyšší úroveň je 1,7 V, spodní úroveň 0,9 V. Aby maximální napětí při nabíjení nepřekročilo úroveň 1,45 V, je možné tuto mez nastavit potenciometrem  $P_1$ . Výstupní signál TTL řídí přes odporový dělič  $R_4/R_5$  zdroj konstantního proudu s  $T_1$ , který dodává proud asi 48 mA. Dioda  $D_1$  svítí během nabíjení akumulátoru. Při maximálním napětí 1,45 V se Schmittův klopný obvod překlápí, dioda  $D_1$  zhasne a tím je nabíjení skončeno. Akumulátor je pak dobíjen vstupním proudem SN74132 (0,5 mA), kterým se kompenzuje samovybíjení. Po zasunutí článku NiCd do nabíječky je nutno stisknout spínací tlačítko  $S_1$ .

Napáječ je možno použít jen jeden pro několik řídících obvodů. Změnou odporu  $R_1$  (5,6 Ω),  $R_2$  (12 Ω),  $T_1$  (2N2904) je možné nabíjet i články NiCd 1,2 V/1,5 Ah proudem 150 mA.

Druhý typ nabíječe s automatikou je na obr. 32. Nabíječ je určen pro standardní články NiCd, může být však použit i pro akumulátory NiCd se sintrovanými elektro-

Obr. 32. Nabíječ akumulátorů NiCd s automatikou



dami, upravíme-li odpory  $R_1$  a  $R_2$  podle požadavků výrobce akumulátorů na nabíjecí proud.

Diody  $D_3$  a  $D_4$  signalizují zapnutí a vypnutí automatiky. Nabíjení je skončeno, dosáhne-li napětí akumulátoru dané velikosti. Toto kritérium platí jen tehdy, je-li v poslední fázi nabíjení teplota všech článků akumulátoru stejná. Je-li Zenerova dioda  $D_5$  v teplem kontaktu s akumulátorem, je teplotní vliv částečně kompenzován. Při velkých změnách okolní teploty musíme proud znovu nastavit potenciometrem  $P_1$ .

Integrovaný obvod 555 má dva vstupy. Zvětší-li se napětí na vývodu 6 nad Zenerovo napětí na vývodu 5, pak výstupní napětí na vývodu 3 bude nulové. Zvětší-li se opět výstupní napětí, pak napětí na druhém vstupu (vývod 2) se zmenší asi na polovinu Zenerova napětí. Potenciometrem  $P_1$  můžeme nastavit napětí, které charakterizuje stav nabití, potenciometrem  $P_2$  nastavujeme spodní hranici, kdy nabíječ začne znovu fungovat. Odpor  $R_1$  je nastaven malý proud, kterým kompenzujeme samovybíjení akumulátoru. Odpor  $R_2$  musí být nastaven tak, aby se zapojila automatika při nabitých akumulátorech. Odpory  $R_1$  a  $R_2$  v obr. 32 jsou určeny pro akumulátor 4,8 V/0,5 Ah. Při jiném typu akumulátoru musíme odpory upravit. Potenciometrem  $P_1$  nastavujeme horní úroveň napětí při nabíjení ( $P_2$  nastavíme jen jednou!). Odpor  $R_2$ , jímž nastavujeme nabíjecí proud, lze vypočítat z rovnice:

$$R_2 = \frac{16 \text{ V} - U_{\text{akum}}}{I_{\text{nab}}}$$

Pro daný IO je maximální nabíjecí proud 200 mA, jinak může být IO zničen.

Máme-li k dispozici regulovatelný síťový zdroj, pak můžeme  $P_1$  a  $P_2$  nastavit následujícím způsobem: na výstupu síťového napáječe zapojený sériový omezovací odpor nebude připojen na akumulátor, nýbrž na automat; na výstupních svorkách musí být napětí. Síťový napáječ je nastaven na požadované vypínací napětí;  $P_1$  bude nakonec nastaven tak, aby se rozsvítila dioda  $D_3$ . Potenciomet-

rem  $P_2$  nastavíme požadované zapínací napětí a to tak, aby se rozsvítila dioda  $D_4$ ; zmenší-li se napětí síťového napáječe. Při špatném nastavení  $P_2$  je obvod nestabilní.

*Elektr. č. 79-80/77*

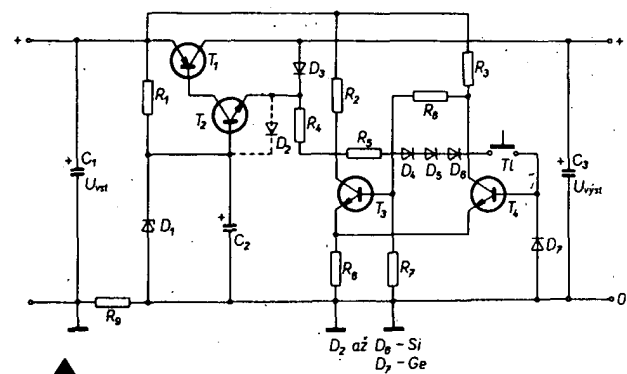
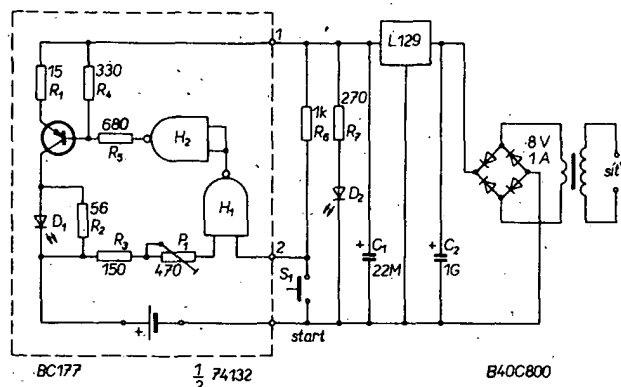
### Schmittův klopný obvod s pamětí

Z praxe je známo mnoho obvodů, které po dosažení nastavené vstupní úrovně přepnou a zůstávají v „přepnutém“ stavu. Obvyklý Schmittův klopný obvod můžeme rozšířit o paměť. Aplikaci takového klopného obvodu si vysvětlíme popisem funkce tohoto obvodu, zapojeného jako elektronická pojistka v sériovém stabilizátoru. Funkce sériového stabilizátoru je známá a proto se ji nebudeme zabývat.

Tranzistory  $T_3$ ,  $T_4$  na obr. 33 jsou zapojeny jako klopný obvod, který chrání stabilizátor při přetížení nebo zkratu. Oproti obvyklému zapojení se klopný obvod liší zpětnovazební větvi a diodou  $D_7$ . Obvod je řízen úbytkem napětí na odporu  $R_9$ . Dioda  $D_7$  odděluje zátěž od zpětnovazební větve, v níž jsou zapojeny přes odpor  $R_5$  spínač  $S_1$  a diody  $D_4$ ,  $D_5$ ,  $D_6$ . Je-li na klopný obvod při přetížení nebo zkratu přivedeno větší napětí z odporu  $R_9$ , pak se klopný obvod překlápí. Aby stabilizátor fungoval, musíme sepnout  $S_1$ . Diody  $D_4$ ,  $D_5$ ,  $D_6$  kompenzují saturační napětí  $U_{\text{CE}}$  tranzistoru  $T_3$  a úbytek napětí na odporu  $R_6$ . Počet diod je závislý na napájecím napětí a na návrhu klopného obvodu (příp. Zenerovy diody).

Sepne-li klopný obvod při přetížení, tzn. uzavře-li se  $T_3$ , takže napětí na emitoru  $T_2$  je větší než napětí  $U_{\text{sat}}$ , uzavrou se i tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ . Dioda  $D_3$  odděluje zátěž od klopného obvodu. Omezení proudu má proti elektrické pojistce tu nevýhodu, že při zkratu je celý výkon zdroje „spotřebován“ výkonovým tranzistorem, který musí být navržen pro odpovídající ztrátový výkon. Jestliže stlačíme tlačítko  $T_1$  a zdroj je ještě přetížen, klopný obvod zakmitne, aniž se zničí tranzistor  $T_1$ . Úbytek napětí na odporu  $R_6$  se na výstupu neuplatní. Dioda  $D_2$  je nutná, aby nebylo

Obr. 31. Nabíječ akumulátorů NiCd

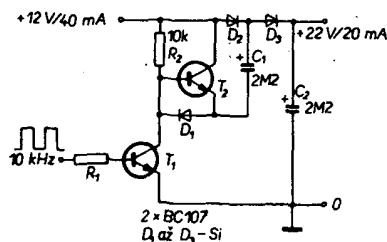


Obr. 33. Elektronická pojistka s pamětí pro sériový stabilizátor napětí

překročeno napětí  $U_{EB}$  tranzistoru  $T_2$ , je-li rozdíl napětí mezi  $U_{vst}$  a referenčním napětím Zenerovy diody  $D_1$  větší než  $U_{EB\max}$ . Pro křemíkové tranzistory je  $U_{EB\max} = 5$  až  $7$  V podle typu tranzistoru.  
Radio, Fernsehen, Elektronik č. 13/77

### Zdvojovač stejnosměrného napětí

Zapojení na obr. 34 umožňuje získat zhruba dvojnásobné stejnosměrné napětí, než je napětí napájecí. Na vstup tranzistoru  $T_1$  je přivedeno napětí obdélníkovitého průběhu s potřebnou amplitudou, aby se  $T_1$



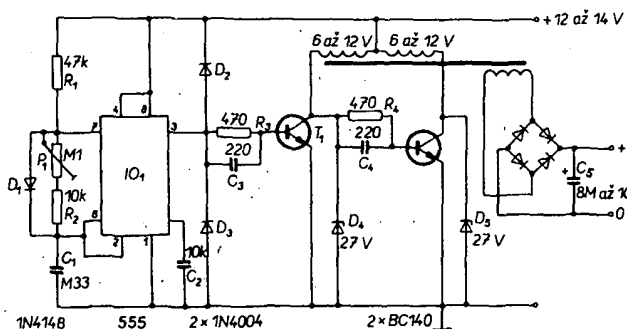
Obr. 34. Zdvojovač napětí

otevřel. Když  $T_1$  vede, nabije se kondenzátor  $C_1$  přibližně na velikost napájecího napětí. Zavře-li se  $T_1$ , začne vést  $T_2$ ; kondenzátor  $C_2$ , nabitý na napájecí napětí, bude dobíjen jen při sériovém propojení s kondenzátorem  $C_1$ . Během jedné periody napětí obdélníkovitého průběhu se kondenzátor  $C_2$  nabije zhruba na dvojnásobek napájecího napětí. Volba odporu  $R_1$  (asi  $1\text{ k}\Omega$ ) závisí na amplitudě vstupního signálu.  
Firemní literatura RCA

### Měnič napětí

Měnič napětí na obr. 35 může být použit pro napájení zářivek malého výkonu, fotografického blesku nebo síťového holicího strojeku.

$IO_1$  je zapojen jako astabilní multivibrátor. Paralelně k obvodu  $P_1$ ,  $R_2$  je připojena dioda  $D_1$ , která symetrizuje obdélníkový signál na výstupu  $IO_1$ . Toho nemusí být vždy dosaženo, neboť potenciometrem  $P_1$  nastavujeme jak střidu, tak i kmitočet. Chceme-li měnič použít pro pohon motoru holicího strojeku, pak musíme nastavit kmitočet přibližně  $50\text{ Hz}$ . Kondenzátor  $C_1$  má v tomto případě kapacitu  $0,33\text{ }\mu\text{F}$ . Pro zářivku a fotoblesk může být tento kmitočet vyšší. Doporučený kmitočet je  $250\text{ Hz}$  – kondenzátor  $C_1$  má pak kapacitu  $56\text{ nF}$ . Kromě jiného je možno při tomto kmitočtu pomocí fotoblesku nastavovat zapalování u automobilů (vy-



užit jej jako stroboskopu). Blesk připojíme paralelně ke kondenzátoru  $C_3$  s kapacitou  $8$  až  $16\text{ }\mu\text{F}$ . Pro vlastní funkci fotoblesku musí být kapacita kondenzátoru větší.

Pro zářivku a fotoblesk je vhodné, aby výstupní napětí bylo o něco větší než  $220\text{ V}$ . Pro holicí strojek použijeme transformátor se sekundárním napětím  $2 \times 12\text{ V}$  a pro zářivku a fotoblesk se sekundárním napětím  $2 \times 8\text{ V}$ .

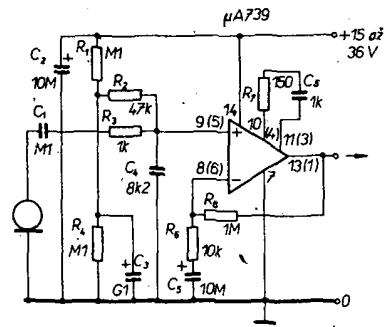
Holicí strojek a zářivku můžeme připojit přímo za usměrňovač (minimálně  $500\text{ V}$ ,  $100\text{ mA}$ ). Kondenzátor  $C_3$  potřebujeme jen při napájení fotoblesku.

Výstupní výkon měniče napětí závisí na typu tranzistoru a velikosti transformátoru. Při použití tranzistoru s větším výkonem musíme upravit  $R_3$  a  $R_4$ . IO 555 má maximální výstupní proud  $100\text{ mA}$ !  
Elektor č. 79–80/77

## Nf technika

### Předzesilovač pro stereofonní mikrofon

Na obr. 36 je zapojení jednoho kanálu předzesilovače s IO  $\mu A739$  pro stereofonní dynamický mikrofon. Odpor  $R_1$  a  $R_2$  tvoří dělič napětí, který na neinvertující vstup vytváří potenciál rovný polovině napájecího napětí. Tento dělič je společný pro oba kanály. Napětí na neinvertující vstup je přivedeno ze společného bodu  $R_1$ ,  $R_2$  a  $R_3$  přes odpor  $R_4$ . Čísla v závorkách jsou čísla vývodů IO pro druhý identický kanál. Obvod  $R_3$ ,  $C_1$  je dolní propust, takže vysokofrekvenční signály, které se indukují na přívodním kabelu, se potlačí. Obvod  $R_5$ ,  $C_2$  tvoří článek RC, jeho prvky jsou voleny tak, aby se při zesílení asi  $40\text{ dB}$  nemohl zesilovač rozkmitat. Vstupní impedance zesilovače je  $47\text{ k}\Omega$ , běžný dynamický mikrofon není tedy zesilovačem zatěžován, což se projeví dobrým poměrem signál-šum. Vstupní impedance je řádově stovky ohmů. Maximální výstupní špičkové napětí může být pouze o  $1\text{ V}$



Obr. 36. Mikrofonní zesilovač s IO  $\mu A739$

menší, než napětí napájecí. Kmitočtový rozsah předzesilovače je  $20\text{ Hz}$  až  $20\text{ kHz}$  ( $-3\text{ dB}$ ) a bez dolní propusti je horní mezní kmitočet  $80\text{ kHz}$ .  
Elektor č. 55–56/77

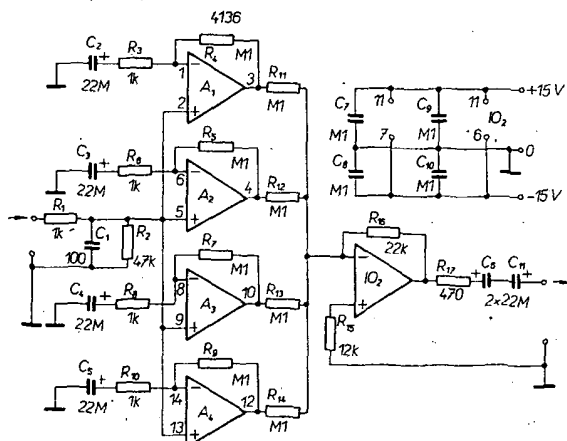
### Zmenšení vnitřního šumu předzesilovačů

Při návrhu předzesilovačů s malým šumem vycházíme z následující úvahy. Přivádíme-li na vstup  $n$  identických zesilovačů signál a sečteme-li výstupní napětí, dostaneme na výstupu aritmetický součet užitečných signálů a geometrický součet šumových napětí jednotlivých zesilovačů. Z toho vyplývá, že šum se zlepšuje se zvětšováním  $\sqrt{n}$ . V zapojení na obr. 37 jsou zapojeny čtyři operační zesilovače (RC4136 fy Raytheon), takže šum na výstupu se zmenší na polovinu (zlepšení o  $6\text{ dB}$ ). Signály na výstupu se sčítají v dalším operačním zesilovači ( $\mu A741$ ). Celkové zesílení obvodu na obr. 37 je  $100$ , tj.  $40\text{ dB}$ . Při měření bylo zjištěno, že šum na výstupu je  $60\text{ }\mu\text{V}$ , takže vstupní šum je  $0,6\text{ }\mu\text{V}$ . Předzesilovač byl měřen při zkratovaném vstupu v kmitočtovém pásmu  $10\text{ Hz}$  až  $15\text{ kHz}$ . Šum daného systému je lepší než u speciálního IO LM381. Uvedeného způsobu zapojení může být využito pro mikrofonní předzesilovač nebo pro předzesilovač magnetické vložky do přenosky.

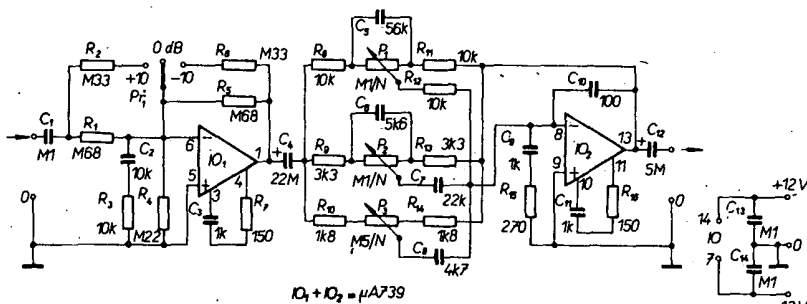
Elektor č. 79–80/77

### Předzesilovač pro kytarový snímač

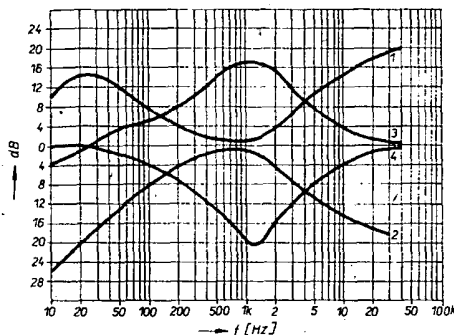
Jen s jedním IO a několika součástkami můžeme realizovat předzesilovač pro kytarový snímač (viz obr. 38). Na vstupu je zapojen zesilovač, jehož zesílení můžeme měnit po skocích:  $-10\text{ dB}$ ,  $0\text{ dB}$ ,  $+10\text{ dB}$ . To umožňuje připojit k předzesilovači i snímač, který má malou citlivost. Za tímto zesilovačem je zapojen třínásobný korektor tónů, kterým lze upravit kmitočtový průběh kytarového snímače (viz obr. 39). Vzhledem k tomu, že zesílení korektoru je měnitelné přepínačem  $Pf_1$ , může poměrně snadno vzniknout vazba mezi reproduktorem a kytarou, zejména pohybuje-li se kytarista v blízkosti reproduktoru. Tohoto, mezi hudebníky oblíbeného efektu, nazývaného „přivájecí kytara“, je se zapojením podle obr. 38 možno dosáhnout již při vyzářených výkonech kolem  $20\text{ W}$ . Obvod  $R_3$ ,  $C_2$  potlačuje zářivky na vstupu, které vznikají při zpětné vazbě mezi reproduktorem a kytarou. Zapojení na obr. 38 lze použít i jako korekční zesilovač pro zesilovače Hi-Fi. Zapojení má velmi dobrou odezvu na impuls pravouhlého průběhu. Potlačení a zdůraznění kmitočtů při jednotlivých polo-



Obr. 37. Obvod zmenšující šum předzesilovačů



Obr. 38. Předzesilovač pro kytarový snímač

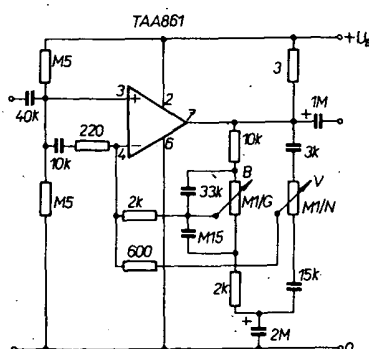


Obr. 39. Charakteristika korektoru z obr. 38 (1 - basy, výšky max., střed ve stř. poloze, 2 - basy, výšky min., 3 - střed max., 4 - střed min.)

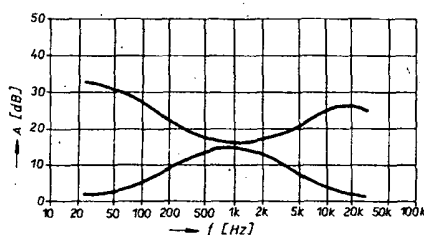
hách potenciometru je zřejmé z obr. 39. *Elektr. č. 79-80/77*

### Korekční zesilovač

Na obr. 40 je zapojení korekčního zesilovače s operačním zesilovačem TAA861 (přibližně MAA741). Vstupní dělič (2x 0,5 MΩ) na neinverzní vstup je spojen s výstupem přes kmitočtově závislou zpětnou vazbu. Stejnoseměrné zesílení je rovno 1.



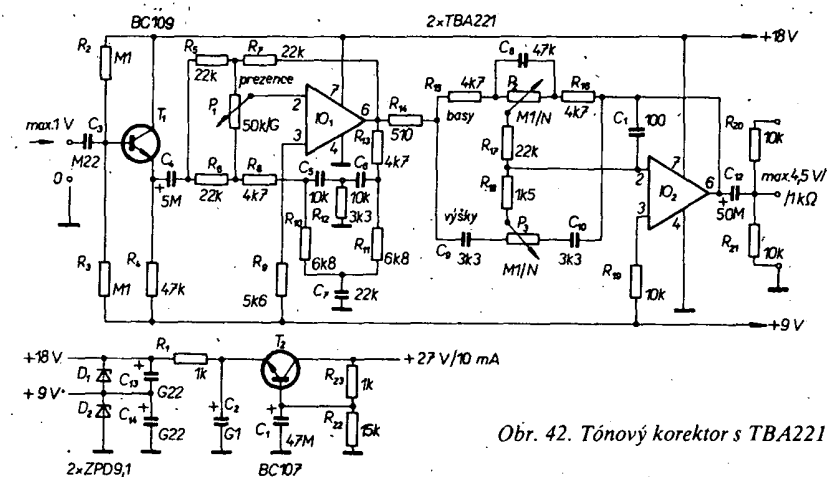
Obr. 40. Korekční předzesilovač s TAA861



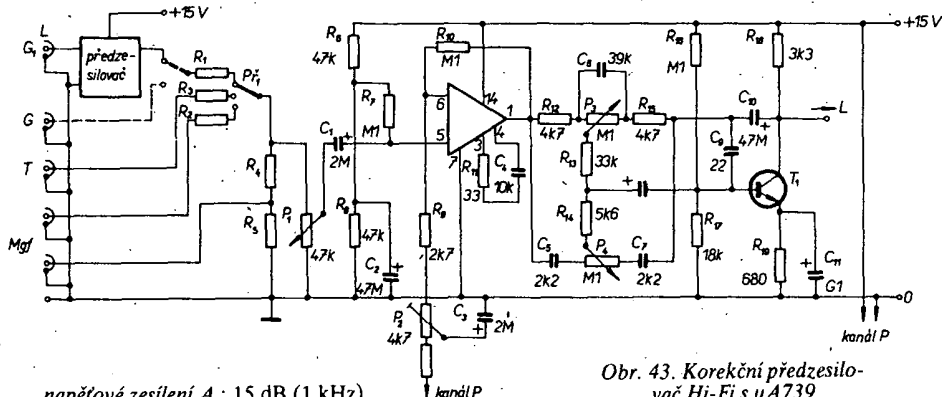
Obr. 41. Kmitočtová charakteristika předzesilovače z obr. 40

Obvod RC 10 nF, 220 Ω je nutný pro kmitočtovou kompenzaci IO. Tento obvod zmenšuje vstupní impedanci zesilovače asi na 100 kΩ. Kmitočtový průběh můžeme nastavit potenciometry V a B. Samotný korektor je zapojen jako pasivní. Kondenzátor 2 μF je nutný, aby nebyl výstup propojen stejnosměrně se zemí, čímž by bylo výstupní napětí nesouměrné. Regulace kmitočtu ve zpětné vazbě způsobuje, že šum i zkreslení jsou konstantní v celém přenášeném kmitočtovém pásmu. Na obr. 41 je kmitočtový průběh korekčního zesilovače. Parametry zesilovače jsou následující:

napájecí napětí  $U_B$ : 15 V,



Obr. 42. Tónový korektor s TBA221



Obr. 43. Korekční předzesilovač Hi-Fi s IOA739

napětové zesílení  $A_v$ : 15 dB (1 kHz),  
vstupní odpor  $R_{in}$ : >80 kΩ,  
zkreslení  $k$ : <0,5 % (při  $U_{vst ef} = 2,4$  V),  
<4 % (při  $U_{vst ef} = 3,5$  V).  
*Siemens Schaltungsbeispiele 1970*

### Předzesilovač s tónovými korekcemi

Na obr. 42 je zapojení předzesilovače s tónovými korekcemi. Na vstupu zesilovače je zapojen tranzistor  $T_1$  jako emitorový sledovač. Signál z emitoru tranzistoru  $T_1$  je veden přes zpětnovazební korekční obvod

tvary dvojitého T na invertující vstup IO<sub>1</sub> (možno použít MAA741). Kmitočty zdůraznění zesíleného signálu je 2,5 kHz. Potenciometrem P<sub>1</sub> je možno měnit velikost zpětné vazby a tím i zdůraznění kmitočtu 2,5 kHz až o +15 dB. Tento obvod se nazývá „prezenc“ a slouží ke zlepšení srozumitelnosti řeči. Na výstup obvodu „prezenc“ je připojen zpětnovazební regulátor výšek a hloubek. Regulace hloubek a výšek je vzájemně nezávislá. Předpětí pro neinverzní vstupy je získáno rozdělením napájecího napětí ze zdroje dvěma stejnými Zenérovými diodami. Regulace výšek je ±17 dB/15 kHz a hloubek ±20 dB/30 Hz. Zesílení předzesilovače je rovno 1, vstupní odpor je 50 kΩ a maximální vstupní napětí je 0,7 V. *Katalog Radio RIM*

### Korekční předzesilovač Hi-Fi

Na obr. 43 je zapojení kvalitního zesilovače s tónovými korekcemi. Podstatnou část zesílení obstarává IOA739. V tomto IO jsou dva stejné operační zesilovače s malým šumem, které jsou vhodné jako předzesilovače pro stereofonní zesilovač. Zesílení stupně je určeno poměrem odporů  $R_9$ ,  $R_{10}$  a  $P_2$ . Signál je ke vstupu připojen přes třípolohový přepínač, vstupní signál k předzesilovači lze přivést z tuneru, gramofonu a magnetofonu. Čtvrtý konektor je zapojen jako monitor a je

určen pro spojení s magnetofonovým vstupem při nahrávání. Je-li v gramofonu použita magnetická přenoska, je třeba použít na vstupu tohoto předzesilovače další předzesilovač.

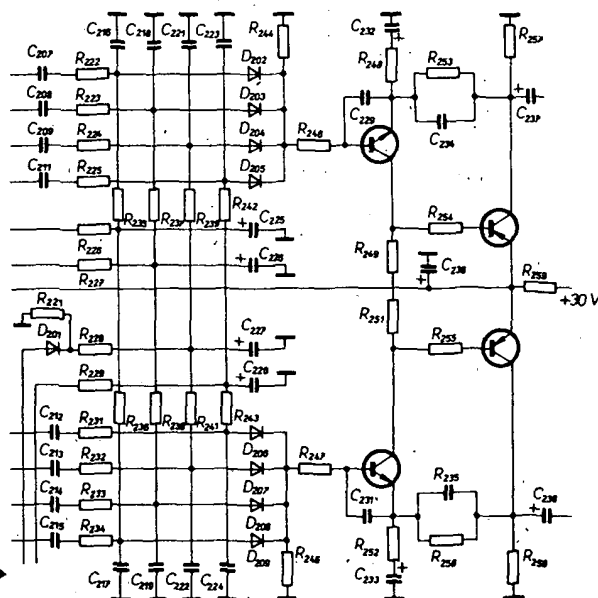
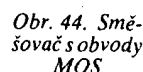
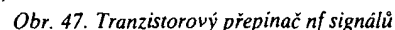
Maximální citlivost vstupu „tuner“ je 35 mV pro plné vybuzení, vstupní odpor je

$R_1$ až $R_3$ [kΩ]	Vstupní citlivost [mV]	Vstupní odpor [kΩ]
0	35	22
22	70	44
39	100	61
82	180	100
180	300	200

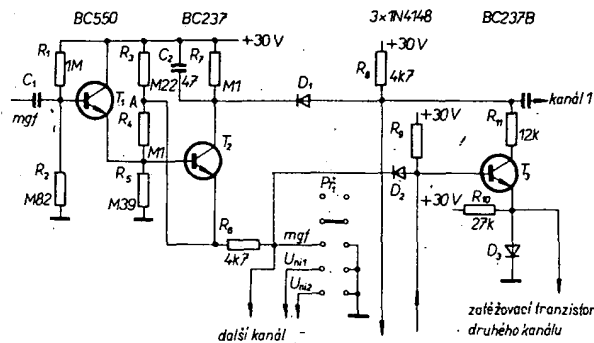
$R_4$ [kΩ]	$R_5$ [kΩ]	Výstupní napětí [mV]	Výstupní odpor [kΩ]
47	4,7	3,5	4,7
47	2,2	1,7	2,2

max. vstupní citlivost: 35 mV/22 kΩ,  
výstupní napětí monitoru: 3,5 mV/4,7 kΩ,  
rozsah tónových korekcí: ±15 dB při 50 Hz  
a 15 kHz,  
výstupní napětí: 0,7 V.  
Elektor č. 48/1977

Zapojení jednoho takového diodového spínače je na obr. 45. Diody ( $D_{202}$  až  $D_{209}$ ) jsou připojeny do bázi tranzistorů  $T_{203}$  nebo  $T_{204}$ . Celý oddělovací zesilovač má velký vstupní odpor. Zvláštní pozornost je zde věnována otázce rušení signály v kmitočtů.



132



Obr. 48. Zdokonalený tranzistorový přepínač nf signálů

## Přepínač zdrojů signálů s integrovanými obvody

Integrované obvody SAS580, SAS590 je možno použít pro přepínání zdrojů nf signálů. Každý ze čtyř vstupních signálů i s velkou úrovní je na výstup propojen bez zkreslení. Na obr. 49 je zapojení pro přepínání vstupů s IO SAS580. Vstupní signály jsou přivedeny na vývody 12, 13, 14, 15 přes kondenzátory 0,1 μF, které jsou napájeny ze společného děliče napětí (10 kΩ, 12 kΩ). Připojený signál je z vývodu 11 veden přes emitorový sledovač do dalšího stupně nf zesilovače. Požadovaný zdroj signálu volíme senzorem na vývodech 2, 4, 6, 8 a zvolený zdroj je indikován žárovkou nebo světelnou diodou připojenou na vývody 3, 5, 7 a 9.

Na obr. 50, 51, 52 jsou graficky znázorněny naměřené údaje. Na obr. 50 a 51 je vynesena závislost výstupního napětí a činitele zkreslení na kmitočtu. Zatímco na obr. 50 jsou vyneseny činitele zkreslení při vstupním efektivním napětí 1 V a napájecím napětí 10, 15, 20, 30 V, je na obr. 51 vynesena tato závislost pro vstupní efektivní napětí 3 V a napájecí napětí 15 a 30 V. Z obr. 50 je zřejmé, že činitel zkreslení při vstupním efektivním napětí 1 V je i při napájecím napětí 10 V a kmitočtech do 15 kHz menší než 0,1 %. V obr. 52 je vynesena závislost přeslechů z jednoho kanálu do druhého na kmitočtu a na odporu zdroje. Přitom odstup signál-šum až do vstupního efektivního napětí 1 V a při odporu zdroje 10 kΩ je větší než 100 dB.

Na obr. 53 je blokové schéma osmikanálového elektronického přepínače nízkofrekvenčního signálu pro stereofonní Hi-Fi zesilovač. Výstupy z IO<sub>1</sub> až IO<sub>4</sub> jsou vedeny přes

jednoho takového tranzistorového spínače je na obr. 47. Tranzistor je sepnut jen tehdy, je-li do obvodu báze přivedeno napětí +30 V ze sensorového spínače. Není-li toto napětí na bázi tranzistoru, má báze nulový potenciál a protože na emitoru je napětí 4 V, získané z děliče napětí, tranzistor se uzavře.

Zdokonalením obvodu na obr. 47 je zapojení se dvěma tranzistory na vstupu (viz obr. 48). Při úvaze o funkci tohoto obvodu vycházíme ze stavu, kdy zesilovač nezesiluje, tj. kdy je spínač S<sub>1</sub> rozpojen. Dále předpokládáme, že napětí na emitoru je kladnější o 5 V než napětí na bázi. Při konstantním napětí báze U<sub>B1</sub> (nastaveném děličem R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub>) navrhne dělič R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub> tak, aby

$$U_{E1} = U_{B2} = U_{B1} + 5 \text{ V}$$

$$\text{a } U_{E3} = U_{B1} = +10 \text{ V.}$$

Protože dělič při zavřené tranzistoru T<sub>2</sub> není zatěžován, můžeme v něm použít velké odpory. Vede-li tranzistor T<sub>2</sub> odporový dělič se neuplatní. Uzemníme-li studený konec odporu R<sub>6</sub> přes přepínač P<sub>1</sub>, tranzistor T<sub>2</sub> povede. Protože proud tranzistorem T<sub>2</sub> a odporem R<sub>6</sub> je určen rovnicí

$$I_{T2} = \frac{U_{B1} - U_{BE1} - U_{BE2}}{R_6},$$

mohou být odpory R<sub>3</sub>, R<sub>4</sub>, R<sub>5</sub> zanedbány. První tranzistor je zapojen jako emitorový sledovač a druhý jako zesilovač se silnou proudovou zpětnou vazbou, která zvětšuje vstupní odpor. Proto mohou všechny tranzistory jednoho kanálu pracovat do společného zatěžovacího odporu R<sub>8</sub>. Tento odpor zároveň umožňuje použít diodu D<sub>1</sub>, která zvětšuje útlum nežádoucího signálu, aniž by se zvětšil činitel zkreslení. Přes odpor R<sub>7</sub> je při nevodivém tranzistoru T<sub>2</sub> „předepnutá“ dioda D<sub>1</sub>, čímž se dosáhne dokonalého utlumení nepožadovaného signálu. Pro zvětšení útlumu, zejména na vysokých kmitočtech, je paralelně k tranzistoru připojen kondenzátor C<sub>2</sub>. Jeho kapacita je zvolena tak, aby vede-li dioda D<sub>1</sub>, neměla její činnost vliv na zatěžovací odpor.

Oproti zapojení na obr. 47, v němž se činnost tranzistoru ovládá předpětím jeho báze, má zapojení s řízením do emitoru T<sub>2</sub> několik předností. Umožňuje rychle přepínat zdroje na rozdíl při řízení do báze T<sub>1</sub>, při němž je zapotřebí určité doby, než se nabije vstupní oddělovací kondenzátor C<sub>1</sub>. Dále při řízení do emitoru je umožněno jednoduše řídit zatěžovací tranzistor T<sub>3</sub> a tím potlačit šumy, vznikající při přepínání.

Během přepínání P<sub>1</sub> jsou krátkodobě všechny tranzistory zavřeny a odporem R<sub>8</sub> neteče žádný proud. Proto se v bodě A zvětší krátkodobě napětí, což se na výstupu projeví jako rušivý impuls. Ani překlenutí kontaktu P<sub>1</sub> není řešením, neboť krátkodobě je ve vodivém stavu spínací tranzistor druhého zdroje a v bodě A se objeví záporný impuls, který se přenesne na výstup.

Řešením je použít další tranzistor T<sub>3</sub> (v každém kanálu), který je sepnut, jsou-li ostatní tranzistory zavřeny. V tomto případě

je proud odporem R<sub>8</sub> konstantní. Velikost tohoto „doplňkového proudu“ je určena odporem R<sub>11</sub>. Tranzistor T<sub>3</sub> je řízen přes diodu D<sub>2</sub>. Když je P<sub>1</sub> v jedné pracovní poloze (magnetofon, univerzál 1 nebo 2) je katoda diody D<sub>2</sub> společně s R<sub>6</sub> na zemi. Předpětí pro bázi T<sub>3</sub> přes odpor R<sub>9</sub> je diodou D<sub>2</sub> zkratováno a T<sub>3</sub> zůstane uzavřen. Diodou D<sub>3</sub> a odporem R<sub>10</sub> je zaručeno dokonalé uzavření tranzistoru T<sub>3</sub>. Když však není P<sub>1</sub> v „žádné“ poloze, zvětší se napětí na katodě D<sub>2</sub> přes odpor R<sub>6</sub> na napětí emitoru T<sub>2</sub> (T<sub>2</sub> je uzavřen), čímž se dioda D<sub>2</sub> uzavře a odstraní se tím zkrat pro napětí báze. Tranzistor T<sub>3</sub> povede a všechny rušivé efekty potlačí. Měřením byly zjištěny následující parametry:

vstupní citlivost pro plné vybuzení koncového zesilovače: 220 mV;

odstup rušivých napětí (na výstupu elektronického přepínače je výstupní efektivní napětí 1 V) (R<sub>8</sub> = 47 kΩ/220 pF)

při měření efektivních hodnot: 105 dB;

při měření špičkových hodnot: 100 dB;

preslechů (měřeno na výstupu elektrického přepínače, f = 16 kHz, R<sub>st</sub> = 47 kΩ/220 pF)

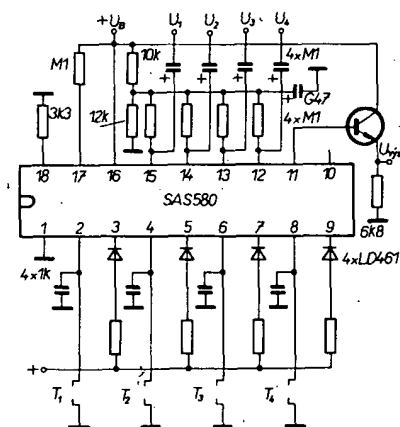
mezi stereofonními a kvadrofonními kanály: = 90 dB,

mezi různými zdroji signálu: = 100 dB;

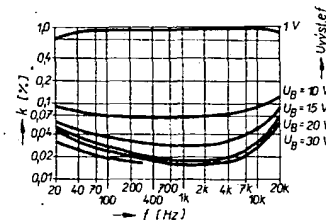
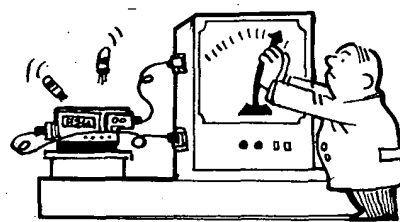
činitel zkreslení (f = 16 kHz)

U<sub>st</sub> = 1 V: k = 0,03 %, U<sub>st</sub> = 5 V: k = 0,06 %.

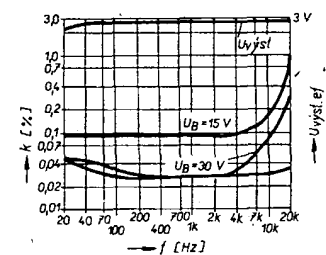
Firemní literatura Telefunken



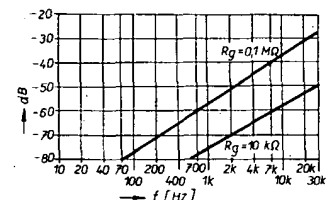
Obr. 49. Sensorový přepínač nf signálů pro čtyři signály



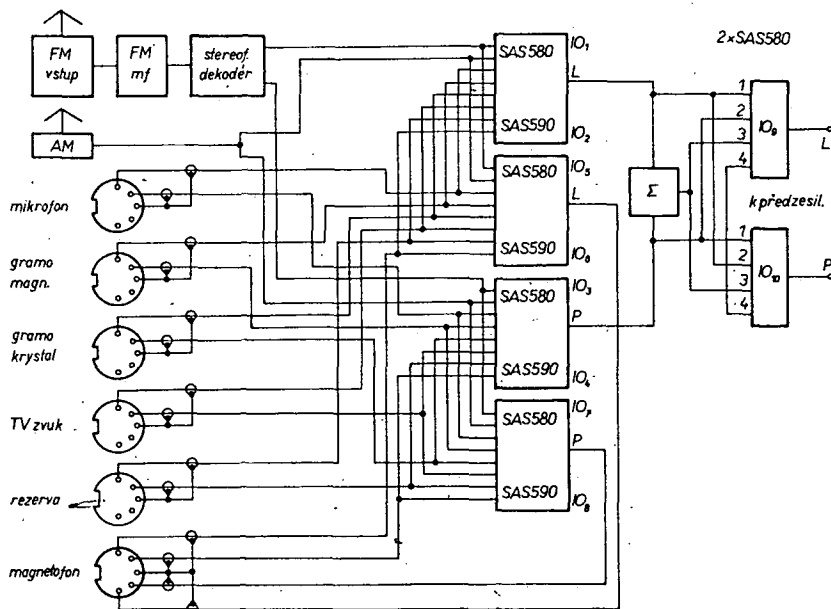
Obr. 50. Činitel zkreslení obvodu z obr. 49 (U<sub>d</sub> = 1 V)



Obr. 51. Činitel zkreslení obvodu z obr. 49 (U<sub>d</sub> = 3 V)



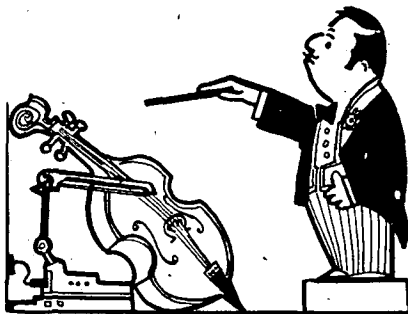
Obr. 52. Přeslechů mezi kanály v závislosti na odporu zdroje



Obr. 53. Osmikanálový stereofonní přepínač se senzorovými obvody (blokové schéma).

přepínač ( $IO_9$ ,  $IO_{10}$ ) a přes tónový korektor k výkonovému zesilovači.  $IO_3$  až  $IO_8$  umožňují připojit vstupní signál na vstup magnetofonu a  $IO_9$  a  $IO_{10}$  pracují jako přepínač mono-stereo. Celkové zapojení tohoto obvodu včetně přepínače mono-stereo je uvedeno na obr. 54. Referenční napětí pro jednotlivé vstupy je získáno odporovým děličem  $R_1$ ,  $R_2$  přes předřadné odpory 0,1 M $\Omega$ . Tímto předpětím je zajištěno, že při přepnutí na další zdroj signálu nevzniknou žádné rušivé efekty vlivem připojeného stejnosměrného předpětí. Pro přepnutí použijeme senzory nebo tlačítka s malým zdvihem a pro indikaci diody LED. Níže výstupy  $IO_1$  a  $IO_2$  jsou spojeny paralelně a přes emitorové sledovače jsou připojeny na vstupy  $IO_9$  a  $IO_{10}$ . Oba kanály (provoz mono) jsou sloučeny na emitorových

**Nezapomňte, že se blíží užávkra konkursu AR-TESLA!**



odporech  $R_3$ ,  $R_4$  emitorových sledovačů  $T_1$  a  $T_2$ . Signál ze společného bodu  $R_3$  a  $R_4$  je přiveden na vstup „mono“  $IO_9$  a  $IO_{10}$ . Těmito integrovanými obvody lze přepínat následující funkce: mono, stereo, inverzní stereo a tiché ladění.

Podobné zapojení je možno realizovat i s čs. integrovanými obvody MAS561 (viz obr. 55) a MH2009. Integrovaným obvodem MAS561 můžeme připojit jeden ze šesti zdrojů signálu. Na jeho výstupu jsou zapojeny tranzistory KC148, z nichž jsou buzeny jednak žárovky a jednak spínače MOS ( $IO$  MH2009). Tyto tranzistory jsou nutné, protože maximální výstupní proud  $IO$  MAS561 je 10 mA. Signál ze vstupu je veden přes sepnutý tranzistor MOS na korekční předzesilovač. Korekční obvody jsou spínány rovněž tranzistory MOS, které jsou ovládány vždy ze stejného výstupu. Substrát  $IO$  MH2009 je nutno připojit na napětí +10 V.

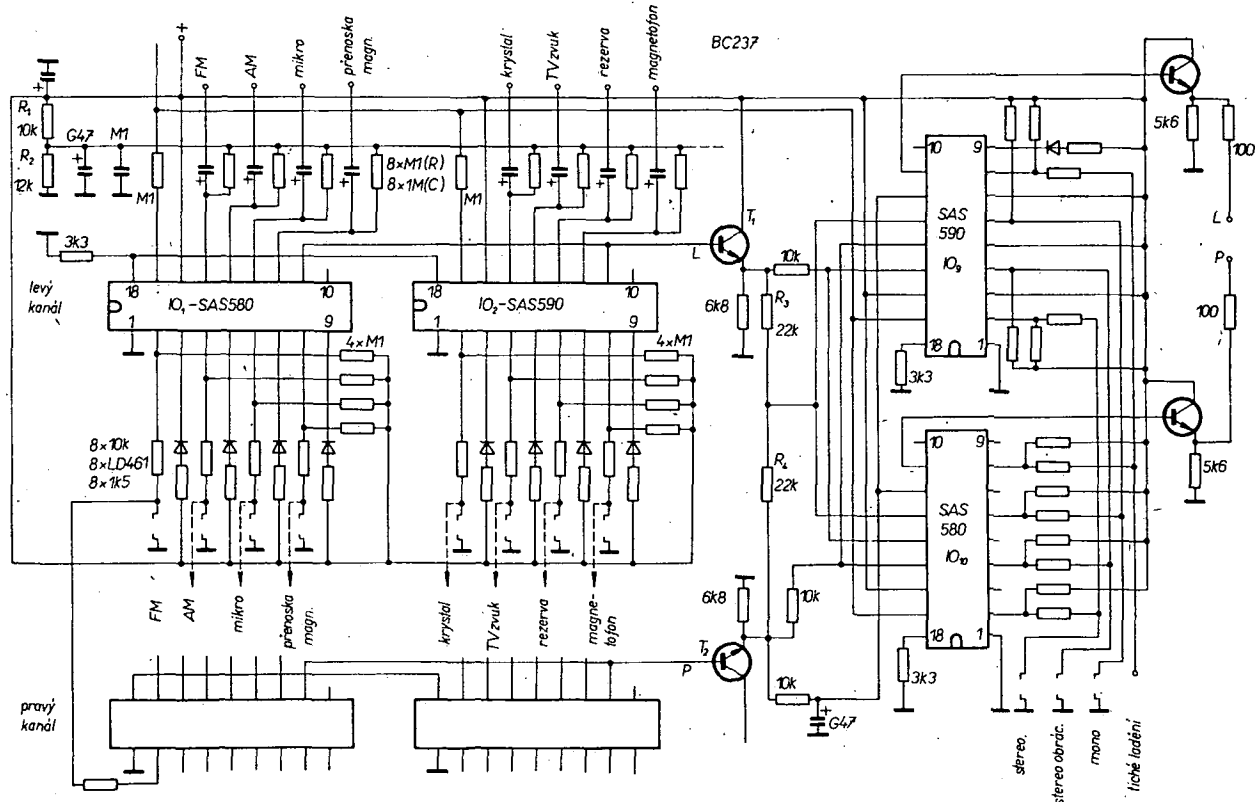
Velmi výhodně lze realizovat různé spínače i integrovaným obvodem CMOS CD4016. Je-li přivedeno na ovládací vstup impulsní napětí, sepne jeden bilaterální spínač a propojí signálovou cestu a zároveň se odpojí druhý bilaterální spínač, kterým se daná cesta odpojí od země.

Funkschau č. 6/75, firemní literatura TESLA Piešťany, Elektronischau č. 4/77

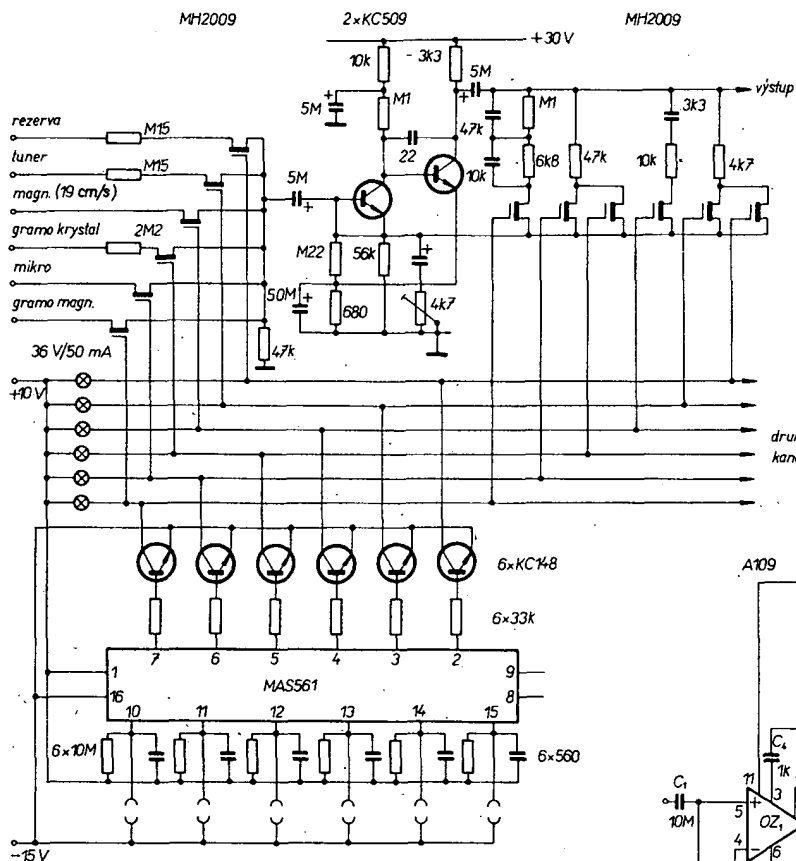
#### Nový způsob řešení výkonového zesilovače

Při návrhu daného zesilovače se vycházelo z následujících požadavků:

1. Zapojení musí být bez oddělovacího elektrolytického kondenzátoru na výstupu.
2. Možnost použít nepárované výkonové tranzistory.
3. Z požadavku přenosu širokého pásma kmitočtů.
4. Z požadavku odstranění všech nastavovacích prvků.
5. Možnost použít zesilovač jako stejnosměrný výkonový zesilovač.



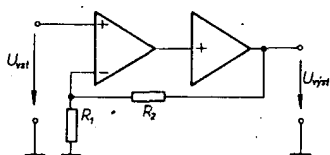
Obr. 54. Osmikanálový stereofonní přepínač s  $IO$  SAS580, SAS590



Obr. 55. Šestikanálový přepínač s MAS561 a MH2009

Na obr. 56 je funkční zapojení zesilovače, který splňuje dané požadavky. Zesilovač je zapojen jako elektrometrický zesilovač (operační zesilovač) s připojeným výkonovým zesilovačem. Zpětná vazba je zapojena z výstupu na invertující vstup a zesílení celého zesilovače je určeno odpory  $R_1$  a  $R_2$ . Celkové schéma zapojení je na obr. 57. Vstupní signál, zesílený operačním zesilovačem OZ<sub>1</sub>, jde přes  $D_0$ ,  $T_0$ ,  $R_5$  do emitoru tranzistoru  $T_1$ . Tranzistor  $T_0$  s odporem  $R_5$  je zapojen jako emitorový sledovač, aby nebyl přetěžován operační zesilovač OZ<sub>1</sub>. Tím se zvětší přebuditelnost operačního zesilovače, takže na jeho výstupu je pak napětí velmi blízké napětí napájecímu. Dioda  $D_0$  chrání přechod emitor-báze při velkých závěrných napětích. Tranzistor  $T_1$  pracuje jako převodník napětí a spolu s odporem  $R_5$  zesiluje ještě výstupní signál z OZ<sub>1</sub>.  $D_1$ ,  $R_6$ ,  $T_2$ ,  $R_{10}$  a  $D_2$ ,  $R_7$ ,  $T_3$ ,  $R_{11}$  jsou obvody zdrojů konstantního proudu. Odpory  $R_8$ ,  $R_9$  chrání báze tranzistorů  $T_2$ ,  $T_3$  při velkých proudtech do bází a zároveň potlačují záškuby.

Výkonový stupeň s tranzistory  $T_4$ ,  $T_5$  je zapojen jako emitorový sledovač v Darlingtonově zapojení a  $T_6$ ,  $T_7$  jako komplementární Darlingtonova dvojice. Na emitorových odporech  $R_{16}$  a  $R_{17}$  se vytvoří proudová zpětná vazba, která spolu s diodami  $D_3$  stabilizuje klidový proud celého zesilovače. Aby ztráty na těchto odporech byly co nejmenší, jsou překlenuty výkonovými diodami.



Obr. 56. Blokové schéma výkonového nf zesilovače

Obr. 57. Zapojení výkonového zesilovače 25 W

dami. Diody začnou pracovat tehdy, je-li napětí na odporech  $R_{16}$ ,  $R_{17}$  větší než napětí diod v propustném směru. Přechodové zkreslení zůstává přitom velmi malé. Diody  $D_8$ ,  $D_9$  jsou velmi rychlé spínací diody, které omezují přepětí. Proud zátěží je omezen odpory  $R_{14}$ ,  $R_{15}$ . Tyto odpory při maximálním výkonu fungují jako zdroj konstantního proudu, takže zesilovač je rovněž chráněn jak proti přetížení, tak i zkratu. Spínač (relé) připojuje reproduktor se zpožděním 3 s, aby byla potlačena rušení vzniklá při zapínání.

Dále si ukážeme výpočet jednotlivých veličin, potřebných pro návrh zesilovače s  $P_{\text{vst}} = 25$  W. Stejný způsob výpočtu je možné použít i pro jiné výstupní výkony.

Zesilovač musí dávat do zatěžovacího odporu  $R_L = 4 \Omega$  výstupní výkon  $P_{\text{vst}} = 25$  W. Z toho vyplývá efektivní a mezivrcholová hodnota výstupního napětí a proudu:

$$U_{\text{ef}} = 10 \text{ V}, I_{\text{ef}} = 2,5 \text{ A}, \\ U_{\text{mv}} = 14,15 \text{ V}, I_{\text{mv}} = 3,54 \text{ A}.$$

Pro napájení použijeme symetrický napájecí zdroj. Abychom určili napájecí napětí, musíme určit úbytek napětí na  $D_6$ ,  $T_5$ ,  $T_4$ ,  $T_2$  a  $R_{10}$ . Úbytek napětí na diodě  $D_6$ ,  $T_4$ ,  $T_5$  je obvykle 2,5 V. Napětí kolektor-emitor  $T_2$  musí být větší než 1 V a úbytek napětí na  $R_{10}$  je 1,2 V. Zesilovač bude napájen z nestabilizovaného zdroje, jehož napětí se při plném

výkonu zmenší o 6 V. Pak je napájecí napětí při nevybuzeném zesilovači:

$$U_B = 14,15 + 2,5 + 1 + 1,2 + 6 = 25 \text{ V}.$$

Napájecí napětí pro OZ<sub>1</sub> je  $\pm 15$  V; to může být získáno z napájecího napětí pro koncový stupeň (viz obr. 63).

Ztrátový výkon koncových tranzistorů můžeme určit z rovnice:

$$P_{25} = P_{27} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} (U_B - u_a) \frac{U_a}{R_L} dt.$$

Při buzení sinusovým napětím

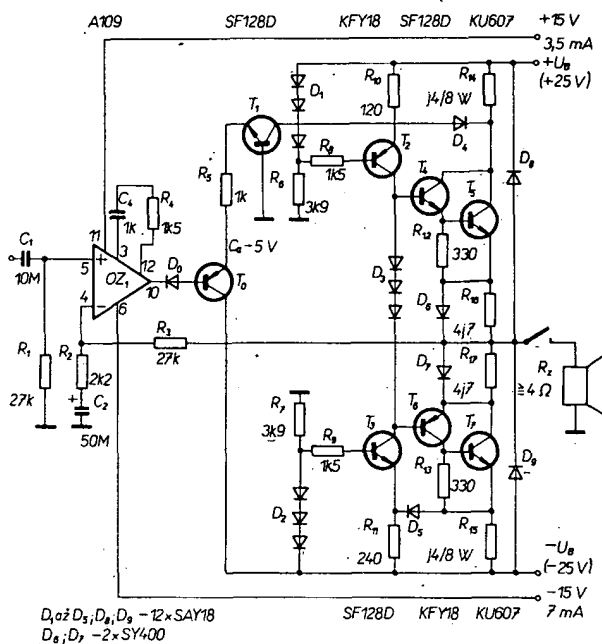
$$u_a = U_{\text{mv}} \sin \omega t,$$

bude

$$P_{25} = P_{27} = \frac{1}{R_L} \left( \frac{U_{\text{mv}} U_B}{\pi} - \frac{U_{\text{mv}}^2}{4} \right).$$

Z uvedených rovnic vyplývá, že největší ztrátový výkon nevzniká při plném vybuzení,

kdy  $U_{\text{mv}} = U_B$ , avšak při  $U_{\text{mv}} = \frac{2}{\pi} U_B$ .



Ztrátový výkon každého tranzistoru při jmenovitém výstupním výkonu a  $U_B = 21$  V (transformátor s jádrem M29) je:

$$P_{25} = P_{27} = 11,2 \text{ W};$$

ztrátový výkon pro klidový proud menší než 50 mA je 1,25 W. Chladič navrhne pro ztrátový výkon  $P_{25} = P_{27} = 13$  W. Tranzistory  $T_5$  a  $T_7$  musí být zvoleny tak, aby vydržely maximální proud a maximální napětí kolektor-emitor.

$$I_{\text{mv}} = 3,6 \text{ A},$$

$$U_{\text{CE max}} = U_B + U_{\text{mv}} = 25 + 14,15 = 40 \text{ V}.$$

Tyto podmínky splňují tranzistory KD606 nebo KU607. Ztrátový výkon budících tranzistorů  $T_4$ ,  $T_6$  je:

$$P_{24} = \frac{P_{25}}{h_{21E(T5)}}.$$

Má-li  $T_5$  při proudu 3,5 A proudový zesilovací činitel = 30, pak ztrátový výkon tranzistoru  $T_4$  je  $P_{24} = 440 \text{ mW}$  a v klidovém stavu asi 50 mW. Maximální proud tranzistorem je

$$I_{C(T4)} = \frac{I_{C(T5)}}{h_{21E(T5)}} = 118 \text{ mA}.$$

Napětí kolektor-emitor musí být stejné jako pro výkonové tranzistory. Proto budící tranzistory musí mít následující parametry:

$$I_C \approx 200 \text{ mA}, U_{CE} = 40 \text{ V a } P_i \approx 500 \text{ mW}.$$

Těmto podmínkám vyhovují tranzistory KF508 (SF128) a KFY18. Tranzistory  $T_4, T_6$  mají mít rovněž chladiče. Klidový proud budících tranzistorů je nastaven odpory  $R_{12}, R_{13}$ . Je-li klidový proud  $T_4, T_6$  až 3 mA, pak úbytek napětí na příslušném odporu musí být 0,6 V.

$$R_{12} = R_{13} = \frac{0,6 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 300 \Omega.$$

Použijeme odpory 330  $\Omega$ .

Mají-li tranzistory  $T_4, T_6$  proudový zesilovací činitel 100, pak maximální proud do bázi těchto tranzistorů je 1,2 mA. Konstantní proud tekoucí tranzistory  $T_2, T_3$  zvolíme 5 mA. Napětí báze  $T_3$  je stabilizováno diodami  $D_2$  na 1,8 V, takže úbytek napětí na odporu  $R_{11}$  je  $1,8 - U_{CE(T3)} = 1,2 \text{ V}$ . Odpor  $R_{11}$  vypočítáme z rovnice

$$R_{11} = \frac{1,2 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 240 \Omega.$$

Tranzistorem  $T_1$  teče proud 5 mA. Vzhledem k tomu, že část konstantního proudu teče přes  $T_2$ , proud tekoucí odporem  $R_{10}$  je 10 mA, pak odpor  $R_{10}$  je

$$R_{10} = \frac{1,2 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 120 \Omega.$$

Odpory  $R_8$  a  $R_9$  omezují proud do bázi  $T_2, T_3$  při zkratu na výstupu a potlačují případné nežádoucí zákmit. Proud diodami  $D_1$  a  $D_2$  zvolíme 6 mA. Odpory  $R_6$  a  $R_7$  vypočítáme z rovnice

$$R_6 = R_7 = \frac{U_B' - U_2}{6 \text{ mA}} = \frac{25 - 1,8}{6} \approx 3,9 \text{ k}\Omega.$$

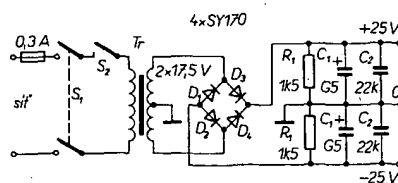
Odpory musí být dimenzovány pro zatížení 140 mW.

Když se zavírá tranzistor  $T_2$ , teče tranzistorem  $T_1$  proud 10 mA. Aby při tomto proudu nebyl přetížen operační zesilovač, musí být odpor  $R_5$

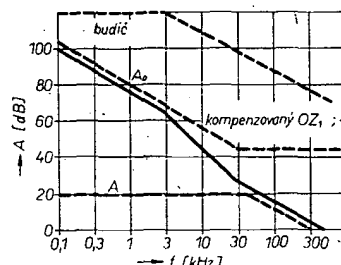
$$R_5 = \frac{10 \text{ V}}{10 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega.$$

Stejnoseměrné napětí na výstupu operačního zesilovače se nastaví na -6 V. Maximální proud bázemi  $T_4, T_6$  je 1,2 mA. Za tohoto předpokladu se musí kolektorový proud  $T_2$  zvětšovat nebo zmenšovat, což vyvolává změnu stejnosměrného napětí na výstupu operačního zesilovače 1,2 mA  $\cdot$  1 k $\Omega$  = 1,2 V.

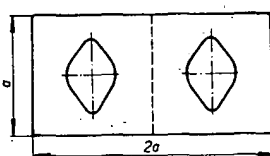
Odpory  $R_{16}$  a  $R_{17}$  musí být navrženy tak, aby při maximálním klidovém proudu netekly diodami žádný proud. Teplotní závislost napětí báze-emitor tranzistorů  $T_4$  a  $T_6$  je 2 mV/ $^\circ\text{K}$ . Jsou-li tranzistory o 100  $^\circ\text{K}$  teplejší než diody  $D_3$ , zmenší se napětí emitor-báze o 200 mV a úbytek napětí na  $R_{16}$  se přitom zvětší na 400 mV. Toto napětí uzavře diodu  $D_6$  dokonaleji, než jak je uzavřena při běžné teplotě okolí. Nemá-li být klidový proud výkonovými tranzistory větší než 100 mA, pak



Obr. 58. Napájecí zdroj k zesilovači z obr. 57



Obr. 59. Amplitudový průběh kmitočtové kompenzace zesilovače z obr. 57



Obr. 60. Rozmístění výkonových tranzistorů na chladiči

$$R_{16} = R_{17} = \frac{0,4 \text{ V}}{0,1 \text{ A}} = 4 \Omega.$$

Volíme nejbližší odpor z řady E12, tj. 4,7  $\Omega$ . Při dobrém tepelném kontaktu diod  $D_3$  s chladičem nebo výkonovými tranzistory zůstává klidový proud za všech pracovních podmínek téměř konstantní.

Výstupní proud můžeme omezit odpory  $R_{14}$  a  $R_{15}$ . Bude-li úbytek napětí na  $R_{14}, R_{15}$  větší než  $3 \times 0,6 \text{ V}$  ( $D_1, D_2$ ), bude proud omezen. Zvolíme-li odpory tak, aby nebyl maximální výstupní proud stejný jako maximální proud zátěží, nezničí se výkonové tranzistory ani při dlouhodobém přetížení.

$$R_{14} = R_{15} = \frac{1,8 \text{ V}}{I_{mv}} = \frac{1,8 \text{ V}}{3,6 \text{ A}} = 0,5 \Omega.$$

Odpory musí být dimenzovány pro zatížení 6 W.

Nedostatkem proudového omezení je to, že není zcela využit dosažitelný hudební výkon. Střední stejnosměrné napájecí napětí (viz obr. 58) se zmenší při velkém hudebním výkonu v obou kanálech na 23 V. Aby při krátkodobém velkém vybuzení zesilovače nevzniklo zkreslení, musí být

$$U_{mv} = U_B - U_p = 23 \text{ V} - 5 \text{ V} = 18 \text{ V},$$

$$U_{ef} = 12,73 \text{ V},$$

kde  $U_p$  je napětí, o které se zmenší napájecí napětí při velkém vybuzení zesilovače.

Na impedanci  $R_e = 4 \Omega$  je  $I_{mv} = 4,5 \text{ A}$  a  $I_{ef} = 3,18 \text{ A}$ , což odpovídá krátkodobému  $P_{vst} = 40 \text{ W}$ . Pro tento výkon budou:

$$R_{14} = R_{15} = \frac{1,8}{4,5} = 0,4 \Omega.$$

Odpory musí být dimenzovány pro zatížení 8,1 W.

Napětové zesílení celého zesilovače počítáme stejně jako pro elektrometrický zesilovač:

$$A_u = 1 + \frac{R_3}{R_2} = 13,27.$$

Potřebné vstupní napětí pro výkon 25 W/4  $\Omega$  je

$$U_{ef \text{ vst}} = \frac{U_{ef \text{ vst}}}{13,27} = \frac{10}{13,27} \approx 753 \text{ mV}.$$

Toto napětí dodá předzesilovač bez potíží. Kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$  určují dolní mezní kmitočet

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{\min} R_1}; \quad C_2 = \frac{1}{2\pi f_{\min} R_2}.$$

Má-li zesilovač pracovat jako stejnosměrný, kondenzátory  $C_1$  a  $C_2$  vypustíme.

Kmitočtové je celý zesilovač kompenzován obvodem  $R_4, C_4$  u operačního zesilovače OZ1. Zesílení signálu je dále určeno kmitočtovou charakteristikou budících stupňů. Amplitudový průběh zvolené kompenzace je na obr. 59, z něhož je zřejmé, že malý posuv mezního kmitočtu budícího stupně nemá vliv na celkové vlastnosti zesilovače.

Při měření zesilovače napětím pravoúhlého průběhu (dává přehled o správně navržené kompenzaci) nesmí být vstupní mezivrcholové napětí větší než 100 mV, aby nebyl zesilovač přetížen signály vysokých kmitočtů. Odezvu zesilovače na impuls pravoúhlého impulsu sledujeme na jeho výstupu osciloskopem.

Diodami  $D_6, D_7$  teče výstupní proud do zátěže, je-li úbytek napětí na odporech  $R_{16}, R_{17}$  větší než 0,6 V. Každou z diod teče jedna půlvlna výstupního proudu zátěže. Pro výkon  $P = 25 \text{ W}$  je tento (efektivní) proud 2,5 A během každé půlvy. Střední proud je pak  $2,5 : 1,11 = 2,25 \text{ A}$ . Vzátaženo na celou periodu je střední proud 1,125 A. Diodami teče tedy při  $P_{vst} = 25 \text{ W/4 } \Omega$  střední stejnosměrný proud 1,125 A. Při zkratu je proud diodami určen omezením proudu, tzn. že při hudebním výkonu  $P = 40 \text{ W}$  je střední proud 1,5 A. Pro tento proud musí být navrženy diody  $D_6, D_7$ .

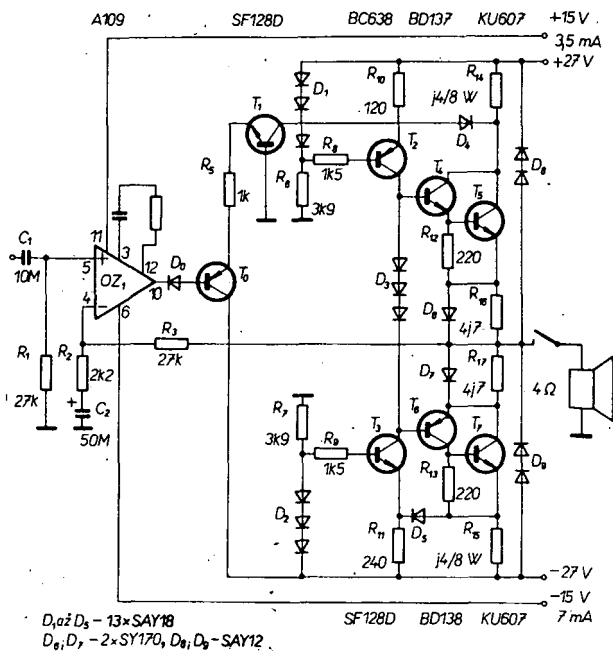
Z koncových tranzistorů můžeme teplo převádět buď na šasi zesilovače, nebo na žebrované chladiče. Je-li  $\theta_j$  max. teplota přechodu,  $\theta_a$  teplota okolí a  $P_z$  ztrátový výkon koncových tranzistorů, pak je teplotní odpor  $R_{thja}$  dán rovnicí:

$$R_{thja} = \frac{\theta_j - \theta_a}{P_z}.$$

$R_{thja}$  je teplotní odpor mezi systémem tranzistoru a okolím. Tento odpor je složen z odporu mezi systémem a pouzdrem  $R_{thjc}$ , z odporu mezi pouzdrem a chladičem  $R_{thck}$  a z teplotního odporu chladiče  $R_{thka}$ . Pro pouzdro TO-3 je  $R_{thck} \approx 0,3 \text{ } ^\circ\text{K/W}$  (při montáži na bílý hliníkový plech) nebo  $\approx 0,2 \text{ } ^\circ\text{K/W}$  (při použití silikonové vazelíny). Slidová podložka tloušťky 0,05 mm zvětšuje tento odpor na  $\approx 1 \text{ } ^\circ\text{K/W}$ , popř.  $\approx 0,6 \text{ } ^\circ\text{K/W}$ , použijeme-li silikonovou vazelínu. Je-li pro chlazení použit hliníkový plech, pak je výhodné, má-li tvar čtverce a jsou-li tranzistory umístěny v jeho středu. Při použití žebrovaného chladiče stačí, známe-li  $R_{thka}$  a  $P_z$  (viz AR.9/74).

Zvolíme-li  $\theta_a = 45 \text{ } ^\circ\text{C}$  a  $\theta_j = 155 \text{ } ^\circ\text{C}$  (dáno katalogovými údaji KU607), ztrátový výkon  $P_z = 13 \text{ W}$  (ten byl vypočítán),  $R_{thjc} \approx 1,5 \text{ } ^\circ\text{C}$  (viz data KU607). Budou-li mít tranzistory slidovou podložku a bude-li styková plocha potřena silikonovou vazelínou, pak  $R_{thck} \approx 0,8 \text{ } ^\circ\text{K/W}$ . Jak vyplývá





Obr. 61. Zesilovač 40 W

z charakteristik pro KU607, nesmí být ztrátový výkon při  $\theta_j = 120^\circ\text{C}$  větší než 13 W.

$$R_{thka} = \frac{\theta_j - \theta_a}{P_2} - R_{thck} = \frac{120 - 45}{13} - 0,8$$

$$R_{thka} = 4,9^\circ\text{C/W}$$

Pro určení plochy chladičského plechu a pro uspořádání podle obr. 60 platí rovnice:

$$R_{thka} = \frac{1490}{A} + K(\text{pro vodorovnou montáž}),$$

$$R_{thka} = \frac{1260}{A} + K(\text{pro svislou montáž}),$$

kde  $A$  je plocha plechu pro oba tranzistory v  $\text{cm}^2$ ,

$R_{thka}$  tepelný odpor jednoho tranzistoru ve  $^\circ\text{C/W}$ ,

$K$  konstanta závislá na tloušťce hliníkového plechu:

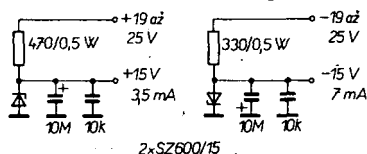
tl [mm]	1,0	1,5	2,0	3,0
$K [^\circ\text{C/W}]$	2,2	1,6	1,3	0,9

Použijeme-li pro montáž šasi, které umístíme vodorovně, a bude-li mít hliníkový plech tloušťku 1,5 mm, pak

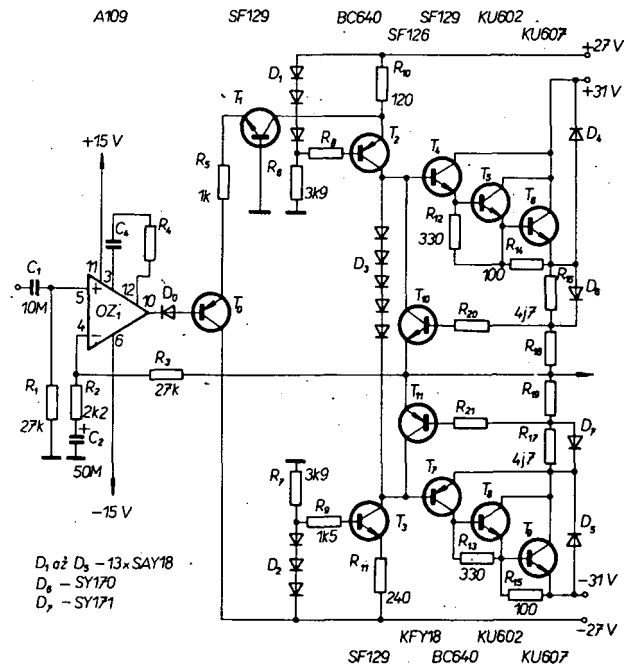
$$A = \frac{1490}{R_{thka} - K} = \frac{1490}{5,9 - 1,6} = 460 \text{ cm}^2$$

Pro zesilovač  $2 \times 25 \text{ W}$  musí mít plech rozměry např.  $23 \times 40 \text{ cm}$ .

Na obr. 58 je zapojení napájecího zdroje pro zesilovač  $2 \times 25 \text{ W}$ .  $S_1$  je síťový spínač a  $S_2$  tepelný spínač, upevněný na chladiči výkonových tranzistorů;  $S_2$  odpojí napájení zesilovače při vysoké teplotě chladičů. Síťový transformátor na jádře M29 má sekundární napětí  $2 \times 17,5 \text{ V}$  ( $n_1 = 942$  závitů drátu o  $\varnothing 0,4 \text{ mm CuL}$ ,  $n_2 = 2 \times 75$  závitů drátu o  $\varnothing 1,04 \text{ mm CuL}$ ). Odpojem  $R_1$  se vybíjí kondenzátory  $C_1$  při vypnutí. Kondenzátor  $C_2$  potlačuje vf záškuby.



Obr. 63. Zdroj napájecího napětí pro operační zesilovač v zesilovači podle obr. 57, 61 a 62



Obr. 62. Zesilovač 80 W

Zesilovač má následující parametry:

$P_{vyst}$ : 25 W (sinus), popř. 40 W (hudební).

Zatěžovací impedance: 4  $\Omega$ .

Zkreslení: 0,1 %.

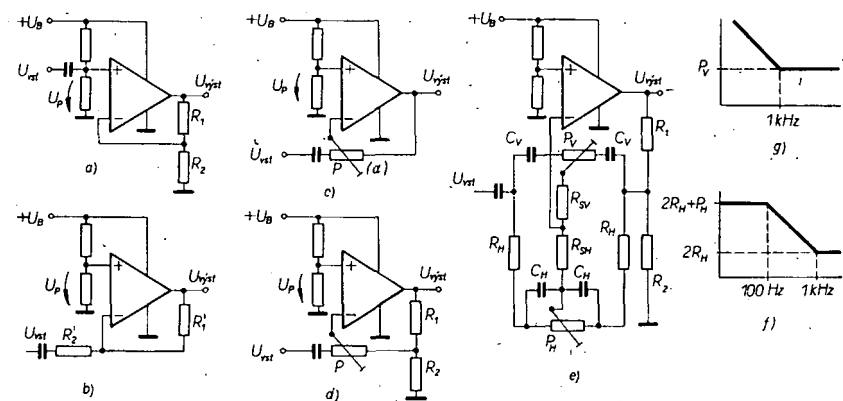
Mezní kmitočty: 5 Hz až 45 kHz (3 dB).

Další varianty tohoto zesilovače jsou na obr. 61 a 62.

Radio, Fernsehen, Elektronik č. 14/77

### Koncový zesilovač s aktivními tónovými korekcemi

Většina současných zesilovačů s  $P_{vyst} > 10 \text{ W}$  je zapojena jako operační zesilovač. Dříve než si popíšeme zapojení zesilovače s aktivními korekcemi, všimněme si principiálních zapojení několika typů zesilovačů.



Obr. 64. a) neinvertující zesilovač, b) invertující zesilovač, c) invertující zesilovač s částečnou regulací zisku, d) invertující zesilovač s částečnou regulací zisku, e) invertující zesilovač s tónovými korekcemi, f) vliv potenciometru  $P_V$  na kmitočtovou charakteristiku, g) vliv potenciometru  $P_H$  na kmitočtovou charakteristiku

lovačů. Na obr. 64a je zapojení elektrometrického zesilovače, jehož zesílení je

$$A_u = 1 + \frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{vyst}}{U_{vst}}$$

a napětí na neinvertujícím vstupu

$$U_p = \frac{U_B}{2A_u}$$

Na obr. 64b je zapojení invertujícího zesilovače, jehož zesílení je dáno rovnici:

$$A_u = \frac{R_1}{R_2} = \frac{U_{vyst}}{U_{vst}}$$

a napětí na neinvertujícím vstupu

$$U_p = \frac{U_B}{2}$$

Protože zesílení tohoto zesilovače je při otevřené smyčce velké, může být na výstupu i velké výstupní napětí. Proudění přes  $R_1$  a  $R_2$  jsou v protifázi a proto i rozdílové napětí mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem se blíží nule. Při  $R_2 = R_1$  je zesílení rovno jedné, takže posuv fáze mezi  $U_{vst}$  a  $U_{vyst}$  je  $180^\circ$ . Pro  $R_1 < R_2$  je zesílení menší než

jedna a zesilovač pak pracuje jako útlumový členek.

Na obr. 64c je zapojení ideálního regulovatelného zesilovače, jehož zesílení lze řídit potenciometrem teoreticky od nuly do nekonečna.

Je-li  $R'_1 = \alpha P$ , pak  $R'_1$  je  $(1 - \alpha) P$ , zesílení bude

$$A_u = \frac{1 - \alpha}{\alpha} = \left(\frac{1}{\alpha} - 1\right)$$

pro  $\alpha = 0$  až 1 (závislé na nastavení potenciometru).

Nastavíme-li běžec potenciometru do středu odporové dráhy ( $\alpha = 0,5$ ), bude zesílení  $A_u = 1$ . Tohoto zapojení s výhodou použijeme tam, kde chceme regulovat zesílení od maxima k nule. Avšak zesilovač Hi-Fi musí mít určeno základní zesílení  $A_{u0}$ . Toho lze dosáhnout, zkombinujeme-li zapojení na obr. 64a se zapojením na obr. 64c. Výsledné zapojení je na obr. 64d. Odpor  $R_1$ ,  $R_2$  se pak nastavuje základní zesílení a potenciometrem  $P$  reguluje rozsah celkového zesílení:

$$A_u = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \left(\frac{1}{\alpha} - 1\right)$$

(platí pouze pro  $P \gg R_2$ );

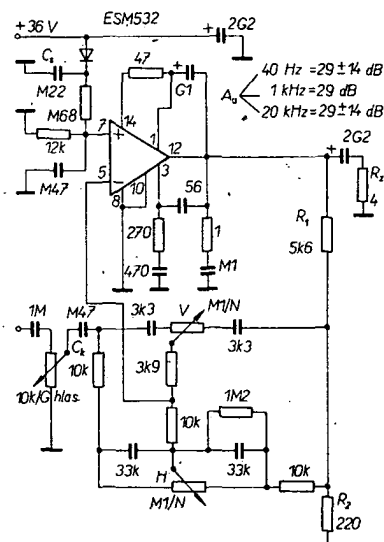
$$U_p = \frac{U_b}{2 \cdot 1 + \frac{R_1}{R_2}}$$

Abychom dosáhli kmitočtové změny zesílení, je potenciometr  $P$  rozdělen na dva paralelně zapojené potenciometry, jimiž jsou ovlivňovány příslušné kmitočty. Tak získáme zapojení na obr. 64e. Zpětnovazební impedance je pro vysoké kmitočty ( $f > 1$  kHz) horní propustí 1. řádu s mezním kmitočtem 1 kHz. To znamená, že pro signály kmitočtů nižších než 1 kHz se tato větev chová jako velký odpor, takže součtový signál přivedený na vstup přes  $R_{in}$  se zmenší a potenciometr  $P_v$  se neuplatní. Pro kmitočty nad 1 kHz se potenciometr  $P_v$  uplatní a ovlivní tak zesílení (viz obr. 64f). Zpětnovazební větev pro nízké kmitočty je tvořena paralelní kombinací  $RC$  ( $C_H - C_H/P_H$ ) s mezním kmitočtem 100 Hz při střední poloze potenciometru (obr. 64g). Je zřejmé, že zesílení signálů kmitočtů pod 100 Hz se potenciometrem  $P_H$  neovlivní a kondenzátory  $C_H$  se ve zmenšené míře uplatní. Jejich kapacita se však plně uplatní v pásmu 100 Hz až 1 kHz. Pro kmitočty  $f = 1$  kHz se  $P_H$  neuplatní a kondenzátory  $C_H$  je nastaveno kmitočtově závislé zesílení na  $A_{u0} = 1$ . Spolu s předpokladem, že  $P_v$  je účinný až pro kmitočty nad 1 kHz, je změna zesílení v blízkosti kmitočtu 1 kHz nulová a zesilovač má základní zesílení

$$A_u = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

Jak vyplývá ze základní rovnice invertujícího zesilovače, může se zesílení měnit od nuly do nekonečna. Abychom omezili regulaci hloubek, zapojíme do série s potenciometrem  $P_H$  odpory  $R_H$ . Odpor  $R_H$  volíme tak, aby rozsah regulace potenciometrem  $P_H$  a  $P_v$  byl stejný. Změna zesílení na vyšších kmitočtech ( $f > 1$  kHz) je dána rozdělením rozdílových signálů přes součtové odpory  $R_{in}/R_{in}$ .

Zapojení zesilovače se součástkami je na obr. 65. Napětí  $U_p$  musí být dobře vyfiltrováno. Současné však musí být splněna podmínka, že zesilovač nesmí dlouho pracovat v nesymetrickém zapojení (k čemuž může dojít, volíme-li filtrační kondenzátor s velkou kapacitou). Aby byla časová konstanta náběhu  $U_p$  co nejkratší, je do obvodu zapojena dioda a kondenzátor  $C_v$ . V tomto případě napětí  $U_p$  „naběhne“ velmi rychle a bude dobře vyfiltrováno. Kondenzátorem  $C_s$  se potlačují špičky stejnosměrného napětí. Je třeba ještě



Obr. 65. Výkonový zesilovač s aktivními tónovými korekcemi

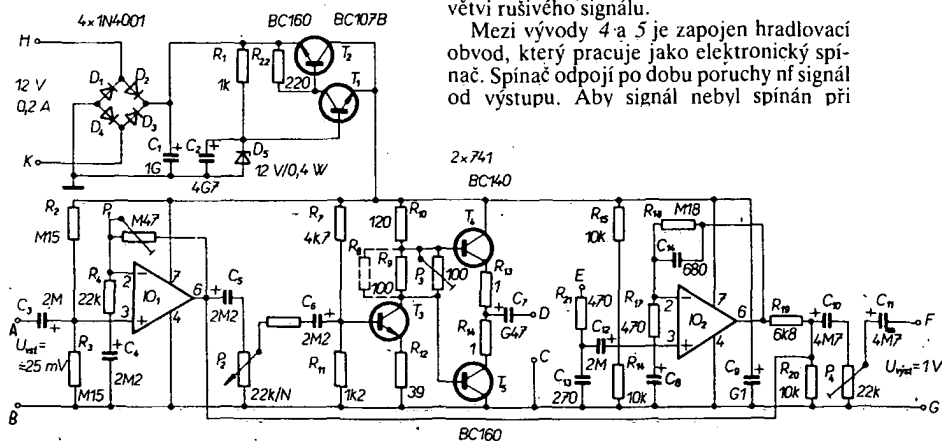
poznamenat, že odpor zdroje signálu spolu s impedancí kondenzátoru  $C_k$  musí být menší než  $0,01P_{(H,V)}$ , aby byl vyloučen jeho vliv na zesílení.

Funkschau č. 16/76

## Dozvuk

Na obr. 66 je uvedeno zapojení dozvukového zařízení. V předzesilovači je použit integrovaný obvod IO<sub>1</sub>. Vstupní signál připojený na svorky A, B, je přes kondenzátor  $C_3$  přiveden na neinvertující vstup IO<sub>1</sub>. Protože je použito pro napájení asymetrické napětí, musíme na tomto vstupu nastavit  $U_B/2$  odporovým děličem, který rovněž určuje i vstupní impedanci na svorkách A, B. Vlastní vstupní odpor IO<sub>1</sub> je mnohonásobně větší, takže se v celkovém vstupním odporu neuplatní.

Zesílení IO<sub>1</sub> je nastaveno poměrem odporů  $P_1$  a  $R_4$ . Maximální zisk je asi 27 dB při poměru odporů 0,47 MΩ/22 kΩ. Je-li  $P_1 = 0$ , je zesílení rovno 1 a IO<sub>1</sub> pracuje jako měnič impedance. Výstupní signál z IO<sub>1</sub> jde jednak přes  $R_5$ ,  $C_{10}$ ,  $P_4$  a  $C_{11}$  přímo na výstup dozvukového zařízení, čímž je určena velikost „přímé“ složky signálu, a jednak je výstupní signál předzesilovače přes  $C_5$ ,  $P_2$ ,  $R_6$  a  $C_6$  přiveden na budící zesilovač dozvukových pružin. Budící zesilovač je osazen budícím stupněm s  $T_3$  a komplementárním koncovým stupněm s  $T_4$ ,  $T_5$ . Na kolektoru  $T_3$  je polovina napájecího napětí. Zesílení budícího stupně je určeno poměrem kolektorového a emitorového odporu  $T_3$  a je, asi 10 dB.



Obr. 66. Zapojení dozvukové jednotky (neoznačený odpor je  $R_6$ , 2,2-kΩ)

Klidový proud komplementárních koncových tranzistorů je nastaven potenciometrem  $P_3$  na 20 mA. Tento relativně velký klidový proud zaručuje, že vstupní signál bude zpracován bez zkreslení. Do bodu D jsou připojeny dozvukové pružiny.

Snímání cívky na druhém konci pružin jsou připojeny do bodů E a C na výstupním zesilovači. Vzhledem k tomu, že dozvukové pružiny jsou citlivé na vysokofrekvenční rušení, je na vstupu výstupního zesilovače zapojen vysokofrekvenční filtr  $R_{21}$ ,  $C_{13}$ . Kondenzátor  $C_{13}$  musí být keramický, aby se dosáhlo dobré účinnosti filtru. K zesílení signálu je použit integrovaný obvod, jehož zesílení (383x) je určeno odpory  $R_{18}$ ,  $R_{17}$ . Kondenzátor  $C_{14}$ , zapojený ve zpětné vazbě, zmenšuje zesílení signálů nad 1,5 kHz, čímž jsou potlačeny vř. záskmity. Omezení kmitočtové charakteristiky je v tomto případě nepodstatné, neboť dozvukové pružiny přenesou signál maximálně do 5 kHz. Požadujeme-li lineární kmitočtový průběh, zmenšíme kapacitu kondenzátoru  $C_{14}$  (opět keramický) na 180 pF. Přímý signál a signál dozvukový se směšují na odporech  $R_{19}$  a  $R_{20}$ . Intenzitu dozvuku lze nastavit trimrem  $P_2$ . Výstupní napětí nastavíme trimrem  $P_4$ . Pro napájení je použit stabilizovaný zdroj. Střídavé napětí v bodech H a K je 12 až 15 V, odběr proudu je až 200 mA. Tranzistory  $T_2$ ,  $T_4$  a  $T_5$  jsou opatřeny chladiči.

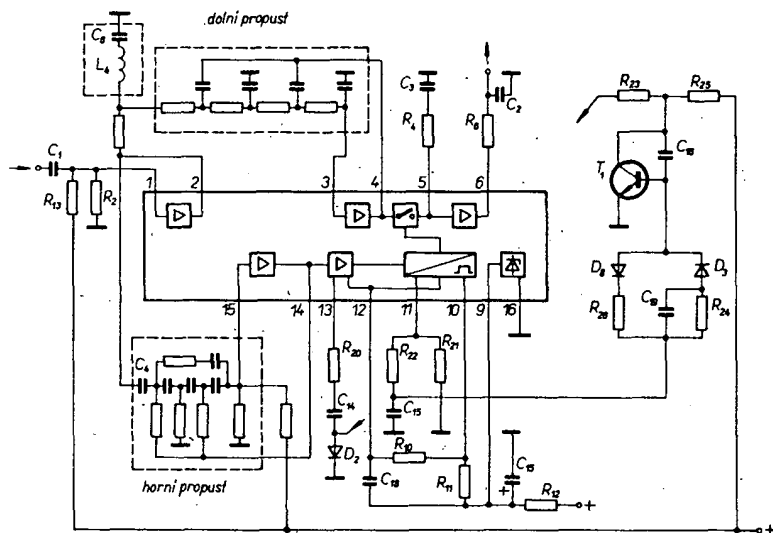
Elektronik č. 49/76

## Elektronické vyklíčování poruch (EVP)

Příjem na VKV ovlivňují (zejména v automobilu) nejrůznější poruchy. Proto je třeba volit postup při jejich odstraňování případ od případu, což stojí čas a peníze. Poruchy lze však víceméně beze zbytku odstranit, použije-li se nový obvod – elektronické vyklíčování poruch (EVP). Pro tyto účely byly zkonstruovány integrované obvody TDA1001 a TDA1068, které vyklíčují rušivé impulsy z nf signálu.

Rušivé impulsy, které se objeví v nf signálu, jsou přes kondenzátor  $C_1$  přivedeny na vstup emitorového sledovače (vývod 1). Na jeho výstupu (vývod 2) se signál rozdělí na větev nf signálu a větev rušivého signálu. Pomocí obr. 67, kde je blokové schéma EVP, si můžeme popsat celou funkci obvodu a sledovat cesty obou signálů (rušivého i užitečného). Nejprve si popíšeme cestu užitečného nf signálu. Z vývodu 2 je signál přiveden přes dolní propust 4. řádu do zesilovače a zesílen asi o 1 dB. Tato propust, jejíž kmitočtová charakteristika je na obr. 68, musí lineárně přenášet kmitočty do 12 kHz. Odlaďovač  $L_4$  a  $C_6$  zapojený na vstupu propusti, jehož rezonanční kmitočet je 19 kHz, potlačuje signál pilotního kmitočtu o 20 dB a zmenšuje vlastní rušení obvodu EVP. Doba zpoždění filtru je nastavena tak, že je stejná jako ve větvi rušivého signálu.

Mezi vývody 4 a 5 je zapojen hradlovací obvod, který pracuje jako elektronický spínač. Spínač odpojí po dobu poruchy nf signál od výstupu. Aby signál nebyl spínán při



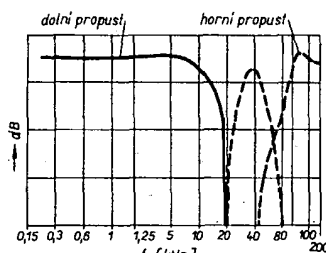
Obr. 67. Blokové schéma obvodu EVP s TDA1001

nulovém potenciálu, což by se projevilo jako praskot v reprodukci, je do bodu 5 připojen paměťový kondenzátor ( $C_3$ ), který je během doby vyklíčování nabit na úroveň nf signálu. Od rušivého impulsu očištěný nf signál je přes emitorový sledovač přiveden na výstup (vývod 6), kam je připojen obvod deemfáze ( $R_3$ ,  $C_2$ ), který jednak zdůrazňuje výšky, a jednak zlepšuje odstup signál-šum. Tento obvod má časovou konstantu 50  $\mu$ s a mezní kmitočet asi 4 kHz.

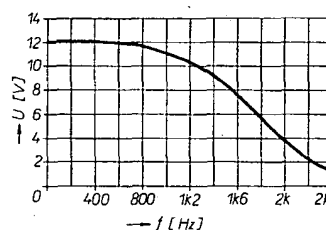
Nyní si všimněme rušivých signálů. Rušení, která vznikají v automobilu, mají většinou charakter jehlovitých, velmi strmých impulsů, jejichž kmitočet je  $f \approx 100$  kHz. Charakteru rušivých impulsů je využito pro ovládání hradlovacího obvodu. Jehlovité impulsy jsou z vývodu 2 vedeny přes kondenzátor  $C_4$  na aktivní horní propust 5. řádu (kmitočtová charakteristika na obr. 68) na zesilovač rušivých impulsů. Dolní mezní kmitočet této propusti je asi 90 kHz. Tím je rozšířeno pásmo nf kmitočtů. Zesilovač zapojený mezi vývody 14 a 15 zesílí signál o 3 dB a zesílené impulsy jsou usměrněny. Usměrnění je nutné, neboť obvod zpracovávající rušivé impulsy (zde Schmittův klopný obvod) zpracovává jen kladné rušivé impulsy (při vyklíčování). Schmittův klopný obvod řídí výstupními kladnými impulsy elektronický hradlovací obvod, zapojený do větve nf signálu. Obvod  $R_{21}$ ,  $R_{22}$  a  $C_{15}$  na vývodu 11 určuje šířku impulsů klopného obvodu. Šířka vyklíčovacího impulsu je asi 50  $\mu$ s a nepůsobí rušivě na nf signál.

Integrovaný obvod má uvnitř regulační zesilovač, jehož účinnost je určena součástkami připojenými na vývod 12. Podle intenzity přichozících rušivých signálů je řízena citlivost zesilovače impulsů, jehož základní citlivost je určena odporem  $R_{20}$  a kondenzátorem  $C_{14}$ . Regulace zesílení slouží k tomu, aby amplituda třídícího impulsu pro klopný obvod byla malá a aby byly vyklíčovány i poruchy s velkou amplitudou. Vnitřní regulační obvod nemá zcela uspokojivé vlastnosti a proto byl v zapojení použit druhý regulační obvod, který si krátce popíšeme.

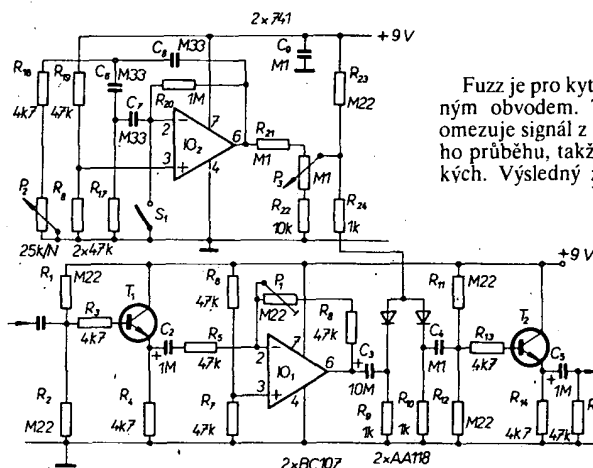
Impulsy z klopného obvodu (na vývodu 11), které jsou odvozeny z rušivých impulsů, jsou usměrněny diodou  $D_3$  a přivedeny na bázi  $T_1$ . Tento tranzistor pracuje jako Millerův integrátor – kondenzátor  $C_{16}$  zapojený mezi bázi a kolektor se nabíjí podle četnosti rušivých impulsů a mění kolektorové napětí  $T_1$ . Kolektorovým napětím  $T_1$  se řídí činnost diody  $D_2$ , jejíž vnitřní odpor je v sérii s  $R_{20}$ ,  $C_{14}$ , čímž se řídí zesílení zesilovače impulsů. Charakteristika regulačního zesilovače je na obr. 69. Dioda  $D_8$  a odpor  $R_{26}$  vybíjejí



Obr. 68. Kmitočtová charakteristika dolní a horní propusti



Obr. 69. Charakteristika regulačního zesilovače z obr. 67



## Tremolo

Tremolo je zařízení, které v současné době používá stále více hudebních souborů, produkujících zábavnou hudbu. Tremolo vznikne např. tehdy, když signálem o kmitočtu 1 až 10 Hz amplitudově modulujeme signál z kytary. Nejlepší zvukový dojem získáme, má-li modulační napětí sinusový průběh (jako na obr. 70). Nf signál je přes emitorový sledovač přiveden na operační zesilovač, jehož zesílení nastavíme potenciometrem  $P_1$ . Signál o kmitočtu 1 až 10 Hz získáme z generátoru s operačním zesilovačem  $IO_2$  a můžeme ho měnit potenciometrem  $P_2$ . Diodový modulátor ( $2 \times AA118$ ) sčítá nf signál se signálem sinusového generátoru. Na odporu  $R_{10}$  je k dispozici amplitudově modulaný signál. Hloubku modulace nastavujeme potenciometrem  $P_3$ . Aby následující zesilovač neměl zpětný vliv na modulátor, je modulátor oddělen sledovačem  $T_2$ . Spínačem  $S_1$  můžeme vypnout sinusový generátor. Obvod (při správném nastavení) má zesílení  $A_u = 1$ , tj. zisk 0 dB. *Elektronika č. 79–80/77.*

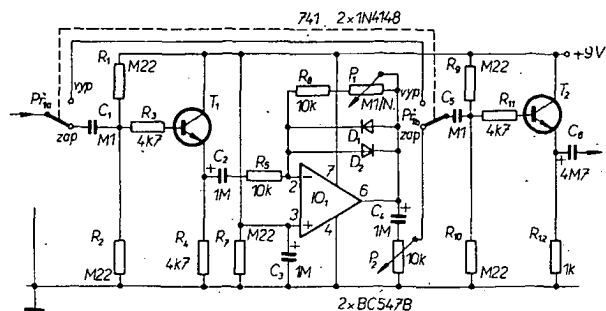
## Fuzz

Fuzz je pro kytaristu téměř nepostradatelným obvodem. Tento elektronický obvod omezuje signál z kytary na signál pravoúhlého průběhu, takže vzniká mnoho harmonických. Výsledný zvuk z kytary budí dojem

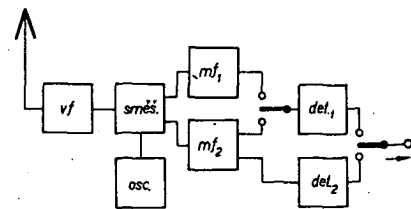
Obr. 70. Tremolo

paměťový kondenzátor v době mezi dvěma poruchami. Tento vybíjecí obvod má menší časovou konstantu než obvod  $D_3$ ,  $R_{21}$ , takže kondenzátor  $C_{16}$  je zcela vybitý až do té doby, než přijde další impuls. Zvýší-li se opakovací kmitočet impulsů v důsledku intenzivnějšího rušení, bude dioda  $D_2$  přecházet z vodivého stavu do nevodivého, zintenzivní se i činnost obvodu EVP, takže se časté vyklíčování nf

„prostornosti“. Mnoho zesilovačů fuzzu, které jsou prodávány, má tu nevýhodu, že mohou být připojeny pouze ke kytarovému snímači s malou výstupní impedancí. Tento



Obr. 71. Fuzz



Obr. 74. Blokové schéma přijímače PLL-AM

nedostatek byl odstraněn v obvodu na obr. 71.

Na vstupu je zapojen emitorový sledovač, který odděluje omezovací zesilovač od snímače. Vstupní signál se omezuje v operačním zesilovači IO<sub>1</sub>. Jeho zesílení a tím i mez omezení lze nastavit potenciometrem P<sub>1</sub>. Začnou-li vést diody D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, vznikne fuzzový efekt. Na výstupu fuzzu je emitorový sledovač, přes který je zkreslený signál přiveden do výkonového zesilovače. Kapacita i dlouhého kabelu nemá vliv na vlastní signál a nf zátky jsou potlačeny. Potenciometrem P<sub>2</sub> nastavujeme úroveň výstupního signálu. Přepínačem P<sub>1</sub>, který lze vestavět do nožního pedálu, můžeme fuzz vypnout.

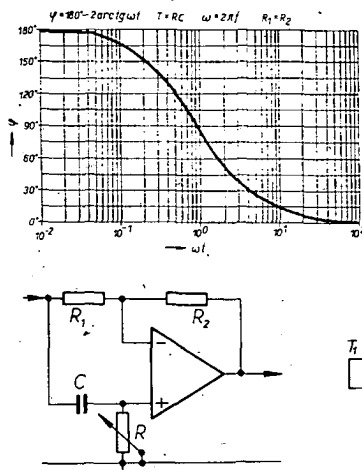
*Elektor č. 79-80/77*

jeho výstup je připojen šestistupňový fázovací obvod (IO<sub>1b</sub> až IO<sub>2c</sub>). Tranzistory FET T<sub>1</sub> až T<sub>6</sub> pracují jako napětím řízené odpory. Čím bude větší odpor přechodu kolektor-emitor, tím menší bude fázový posuv. V operačním zesilovači IO<sub>2d</sub> je sečten přímý a zpožděný signál. Potenciometrem P<sub>2</sub> nastavujeme výstupní napětí, potřebné pro vybudování výkonového zesilovače. Aby mohl vzniknout fázovací efekt, musíme mít k dispozici generátor trojúhelníkových impulsů, jimiž se řídí činnost tranzistorů FET T<sub>1</sub> až T<sub>6</sub>. V generátoru trojúhelníkových impulsů se používá IO<sub>3</sub> a IO<sub>4</sub>. První operační zesilovač IO<sub>3</sub> pracuje jako neinvertní klopný obvod, jehož hystereze je nastavena zpětnovazebními odpory R<sub>26</sub>, R<sub>27</sub>. Jeho vstupní signál je

## Přijímací technika

### Středovlnný superhet s fázovou smýčkou (PLL-AM)

I když je v současné době zájem o kvalitní příjem soustředěn na VKV, je možné za určitých podmínek přijímat kvalitní signál i na středních vlnách. Při návrhu dále popisovaného zapojení bylo přihlédnuto k tomu, aby byl počet měřicích přístrojů, nutných k nastavování, minimální. Přijímač je velmi citlivý, velmi selektivní a zajišťuje téměř bezporuchový příjem a výstupní signál s minimálním zkreslením. Kromě běžně řešeného superheterodynního přijímače s malou šířkou pásma nf zesilovače a špičkovým detektorem je paralelně k výstupu směšova-



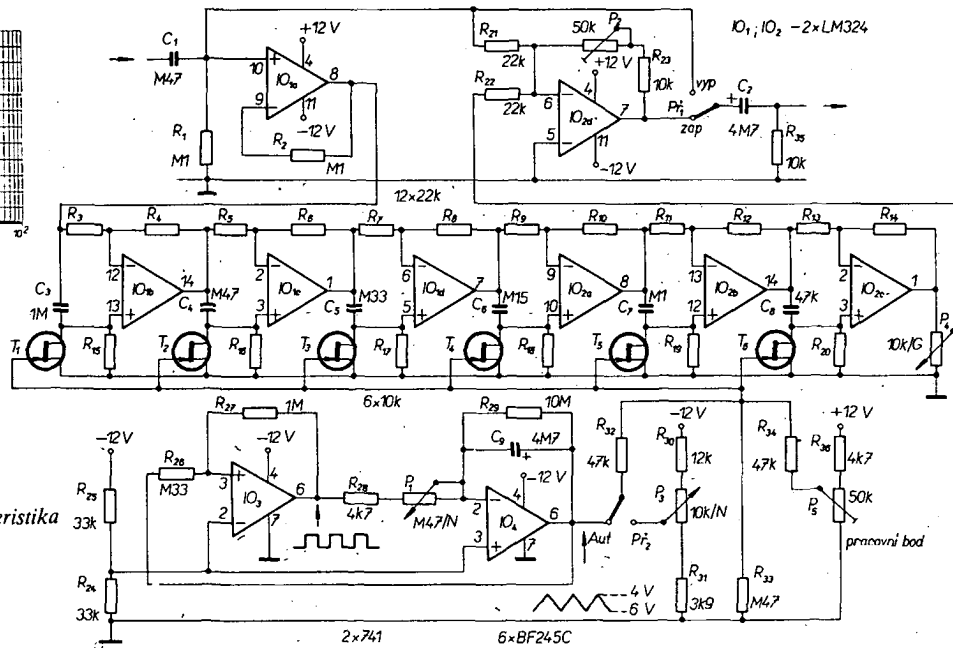
Obr. 72. Základní zapojení a charakteristika fázovacího obvodu

### Fázovací obvod

Oproti horní a dolní propusti má fázovací obvod konstantní amplitudu v širokém pásmu kmitočtů. Při použití fázovacího obvodu vzniká kmitočtové závislý fázový posuv mezi vstupním a výstupním signálem. Tohoto jevu může být použito k zpožďování analogových signálů. Proto hudebníci velmi rádi využívají fázovacího obvodu, aby dosáhli „fázovacího“ efektu.

Na obr. 72 je jednoduché zapojení obvodu pro posuv fáze. Fázový posuv mezi vstupním a výstupním napětím je závislý na odporu R a kondenzátoru C. V grafu na obr. 72 je vynesena závislost mezi fázovým posuvem a kmitočtem a je zřejmé, že je zde použito fázovacího článku prvního řádu, který mění fázi od 0° do 180°.

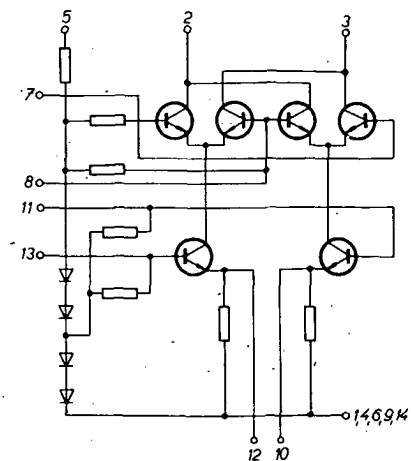
Celkové zapojení fázovacího obvodu je na obr. 73. IO<sub>1a</sub> je zapojen jako oddělovací zesilovač s velkou vstupní impedancí. Na



Obr. 73. Zapojení fázovacího obvodu

ziskán z integrátoru IO<sub>4</sub>, kmitočet je určen článkem R<sub>28</sub>, P<sub>1</sub> a C<sub>9</sub>. Amplituda napětí trojúhelníkovitého průběhu je -6 V až -4 V, takže řídicí elektroda (báze) tranzistorů FET musí být oproti elektrodě S (emitoru) záporná. Generátor trojúhelníkových impulsů můžeme přepínačem P<sub>2</sub> vypnout a fázi řídit ručně potenciometrem P<sub>3</sub>. To je potřebné zejména u bicích nástrojů, u nichž může být fázovací efekt přizpůsoben optimálně tempu bubení. Hloubku fázování (tzn. poměrné zesílení přímého a zpožděného signálu) můžeme měnit potenciometrem P<sub>4</sub>. Fázovací efekt vynikne, je-li kmitočet generátoru trojúhelníkových impulsů 0,5 až 1 Hz. Zvýšíme-li tento kmitočet asi na 4 Hz, fázovací efekt se ztrácí, ale vzniká nový efekt - vibráto. Potenciometrem P<sub>5</sub> se vyrovnávají tolerance tranzistorů FET.

*Elektor č. 79-80/77*



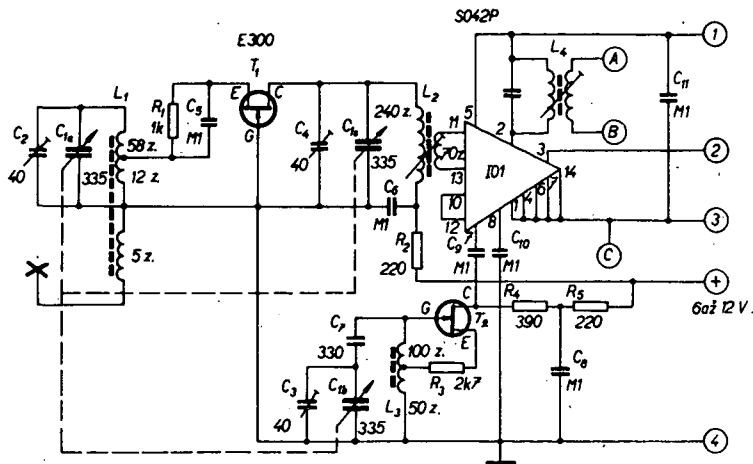
Obr. 75. Zapojení IO SO42P

če připojen širokopásmový mf zesilovač s detektorem PLL-AM. Blokové zapojení přijímače je na obr. 74. Signál z antény je přiveden k vysokofrekvenčnímu předzesilovači, který zlepšuje poměr signál-šum, zlepšuje selektivitu přijímače a potlačuje hvizdy. Oscilátor je osazen tranzistorem FET, čímž se zlepší jeho stabilita oproti oscilátoru s bipolárním tranzistorem. Zesílený vysokofrekvenční signál je spolu se signálem oscilátoru přiveden na balanční směšovač s integrovaným obvodem SO42P. Tento IO pracuje jako univerzální symetrický směšovač až do kmitočtu 200 MHz. Jeho vnitřní schéma je na obr. 75 a je možné ho nahradit dvěma IO MA3006 nebo MA3005. Jeho parametry jsou uvedeny v tab. 6.

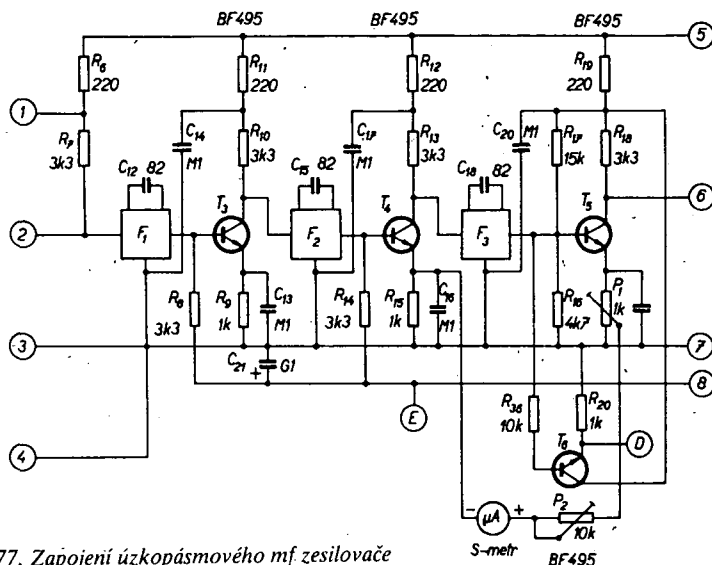
K výstupu směšovače jsou připojeny dva mf zesilovače. Mf<sub>1</sub> je širokopásmový zesilovač s filtry RC a šířkou pásma asi 12 kHz. Úzkopásmový mf zesilovač (mf<sub>2</sub>) má místo obvyklých cívkových pásmových propustí keramické filtry SFD455B, jejichž parametry jsou v tab. 7. (str. 143). Šířka pásma jednoho filtru je asi 4,5 kHz; takže šířka pásma celého mf zesilovače je asi 3 kHz. První předností tohoto zesilovače je, že při silném rušení příjmu středovlnného vysílání je možné přijímat signál na boku rezonanční křivky, kde bývá rušení méně nebo vůbec nerušen, takže je možný uspokojivý poslech. Druhou jeho předností je, že po připojení detektoru SSB je možno přijímat signál s jedním postranním pásmem. K výstupu mf<sub>1</sub> a mf<sub>2</sub> je přes přepínač připojen synchronní detektor det<sub>1</sub>. Kromě toho je na výstup mf<sub>2</sub> připojen obvyklý diodový spíkový detektor, takže můžeme volit jeden z druhů detekce.

Synchronní detektor pracuje na principu fázové smyčky (PLL). Můžeme si ho představit jako produkt-detektor, který má na jednom vstupu signál určený k demodulaci a na druhém vstupu nosnou, která má stejný kmitočet a stejnou fázi jako vstupní signál. Je-li šířka PLL malá, dochází k nežádoucímu selektivnímu úniku (fadingu). Z tohoto detektoru je možné budít jakýkoli nf zesilovač.

Na obr. 76 je zapojení vysokofrekvenční části přijímače. Vstupní obvod L<sub>1</sub>, C<sub>1A</sub>, C<sub>2</sub> je laděn jednou sekcí trojitěho ladicího kondenzátoru. Cívka L<sub>1</sub> je navinuta na feritové anténě; vazební cívkou (asi 5 z) ji lze připojit k venkovní anténě. Z odbočky cívky L<sub>1</sub> je signál přiveden na řídicí elektrodu E tranzistoru T<sub>1</sub> (FET). V předzesilovači je nastaven tak, aby jednak měl dostatečné zesílení, které „kompenzuje“ šum následujícího zesilovače, a jednak aby nezakmitával při nesprávně zvolené odbočce cívky L<sub>1</sub>. Přes pásmovou propust (cívku L<sub>2</sub>) je zesílený signál z T<sub>1</sub> přiveden na směšovač. Signál z T<sub>1</sub> je na směšovač s IO<sub>1</sub> připojen symetricky, takže IO je necitlivý na případný nesymetrický signál. Signál z oscilátoru je přiveden na diferenční zesilovač. Aby rozsah použití přijímače byl co nejširší (jak je tomu u komunikačních profesionálních přijímačů), musí být místní oscilátor co nejstabilnější. V oscilátoru je proto použit tranzistor FET (T<sub>2</sub>), jehož



Obr. 76. Zapojení vf části přijímače PLL-AM



Obr. 77. Zapojení úzkopásmového mf zesilovače

elektroda S (emitor) je připojena na odbočku L<sub>3</sub>. Nekmitá-li tranzistor v celém rozsahu přijímaných kmitočtů, můžeme zmenšit odpor R<sub>3</sub>, nebo paralelně k němu připojit kondenzátor. Oscilátorový signál je odebrán z kolektoru T<sub>2</sub> a přiváděn na směšovač (vývod 7 IO<sub>1</sub>). Změny napájecího napětí nemají vliv na stabilitu kmitočtu oscilátoru, takže oscilátor vyhovuje požadavkům na příjem signálů SSB.

Z výstupu směšovače (vývody 2 a 3 IO<sub>1</sub>) je signál s kmitočtem 455 kHz přiveden na vstup dvou různých mf zesilovačů. Přes laděný obvod L<sub>4</sub> (vývody A, B) na širokopásmový zesilovač (viz obr. 79) a z vývodu 3 IO<sub>1</sub> na první keramický filtr (F<sub>1</sub>) úzkopásmového mf zesilovače. Úzkopásmový zesilovač (obr. 77) je osazen tranzistory T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub>, T<sub>5</sub>, mezi nimiž jsou zapojeny keramické filtry. Použití filtrů umožňuje dosáhnout velké selektivity při malém průchozím útlumu (max. 9 dB). Bohužel keramické filtry jsou citlivé na kapacitní „přetížení“, a proto spoje od tranzistorů k filtrům musí být co nejkratší, aby se útlum filtrů zbytečně nezvětšoval. Zesílení mf zesilovače je voleno tak, aby byly vyrovnány i ztráty filtrů.

V mf zesilovači je zapojen i obvod AVC. Mf signál z kolektoru T<sub>3</sub> je usměrněn diodami D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>. Záporné napětí řídí přes odpor R<sub>22</sub> napětí na bázi prvních dvou mf stupňů (T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub>). Obvod je navržen tak, aby při vstupních signálech větších než 1 μV byl na výstupu konstantní signál detektoru úrovně.

Úzkopásmový mf zesilovač je doplněn S-metrem, který je zapojen poněkud neobvyklým způsobem. S-metr (viz obr. 77) je

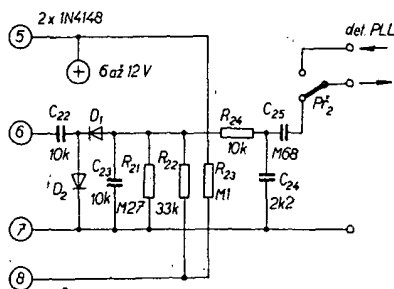
zapojen mezi emitory tranzistorů T<sub>4</sub>, T<sub>5</sub>. Oba tranzistory mají stejný pracovní bod, takže výchylka S-metru je závislá na proudu, úměrném napětí AVC tranzistoru T<sub>4</sub> a je nezávislá na proudu tranzistoru T<sub>5</sub>. Napětí na emitoru T<sub>4</sub> je při AVC zápornější, než napětí na emitoru T<sub>5</sub>. Tento rozdíl napětí je indikován měřidlem. Potenciometrem P<sub>1</sub> nastavíme 0 měřidla při odpojení signálu a potenciometrem P<sub>2</sub> maximální výchylku.

Na obr. 79 je zapojení širokopásmového mf zesilovače s filtry RC. Šířka pásma tohoto zesilovače je asi 12 kHz. Vývody A, B, C, D a E na obr. 79 musí být propojeny se stejnými vývody na obr. 76, 77. Signál ze směšovače (IO<sub>1</sub>) je přes běžný mf filtr (cívka L<sub>4</sub>) přiveden na zesilovač na obr. 79. Paralelní kondenzátor k cívce L<sub>4</sub> je součástí filtru a je v něm vestavěn. Zapojení tohoto zesilovače je tak jednoduché, že popisovat jeho funkci není třeba. Je však třeba upozornit, že vývod E je společný pro oba mf zesilovače. Celkové zesílení tohoto zesilovače je menší, takže signály řádu jednotek μV při šířce pásma 12 kHz nebudou tak dobře slyšitelné, jako při připojení úzkopásmového mf zesilovače.

Přepínačem P<sub>1</sub> můžeme přijímač přepínat z úzkopásmového na širokopásmový mf zesilovač připojováním nebo odpojováním napájecího napětí je pro tranzistor T<sub>4</sub>. V poloze „úzké pásmo“ je napájecí napětí tranzistoru T<sub>4</sub> odpojeno, tranzistor T<sub>6</sub> zesiluje mf signál přivedený z filtru F<sub>3</sub>, takže výstupní signál

Tab. 6. Parametry IO SO42P

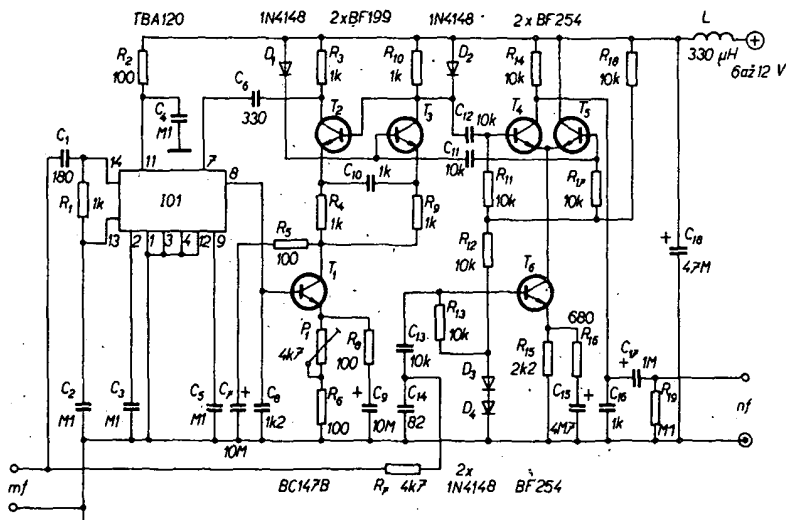
Parametr	Typ. velikost
Celkový odběr proudu ( $I = I_2 + I_3 + I_4$ )	1,9 mA.
Výstupní proud ( $I_2 = I_3$ )	500 μA.
Řídicí proud ( $I_4$ )	0,9 mA.
Maximální napětí U <sub>2</sub> (při $I_1 = 10 \mu A$ )	25 V.
Maximální napětí U <sub>3</sub> (při $I_2 = 10 \mu A$ )	25 V.
Výstupní kapacita	6 pF.
Směšovací strmost	5 mA/V.
Šumové číslo (při $f = 100 \text{ MHz}$ ; $R_0 = 240 \Omega$ )	7 dB.



Obr. 78. Zapojení špičkového detektoru

úzkopásmového zesilovače je z vývodu D přes  $C_{34}$  a  $L_6$ ,  $C_{36}$  přiveden na synchronní detektor. Při poloze „široké pásmo“ je napětí na emitoru  $T_9$  a tedy i  $T_6$  větší než napětí na bázi  $T_6$ , který se samozřejmě uzavře a tím zablokuje cestu signálu z úzkopásmového zesilovače. Signál širokopásmového zesilovače může projít tedy na výstup. Obvod  $L_6$ ,  $C_{36}$  tvoří dolní propust, takže zbytky signálů v kmitočtu mimo  $mf$  kmitočty jsou potlačeny. Na výstupu synchrodetektoru je nezkrácený výstupní signál jen při dobře filtrovaném vstupním signálu.

Na výstupu špičkového detektoru na obr. 78 je zapojen přepínač  $Př_2$ , kterým můžeme připojit k výstupu úzkopásmového zesilovače buď špičkový detektor nebo synchrodetektor. Širokopásmový  $mf$  zesilovač pracuje jen ve spojení se synchrodetektorem. Synchrodetektor (synchrodetektor) pracuje jako produkt detektor, který multiplikativně směšuje modulovaný  $mf$  signál se signálem PLL (stejněho kmitočtu a fáze jako  $mf$  signál). Z rovnic charakterizujících činnost produkt detektoru je zřejmé, že jeho výstupní signál má kromě demodulovaného  $mf$  signálu ještě zbytky  $mf$  signálu, které musíme potlačit vhodným filtrem. Synchrodetektor je možné zapojit několika způsoby. Na obr. 80 a 81 jsou dva z možných způsobů zapojení. Oba detektory se od sebe liší použitými aktivními součástkami.



Obr. 81. Zapojení detektoru PLL typu B

Detektorem na obr. 81 (dále detektor typu B) je možno dosáhnout výsledků, které odpovídají střední jakosti. Jeho nastavení je velmi jednoduché. Jeho stabilita, zkreslení a selektivita jsou horší než v zapojení podle obr. 80. Pro ty, kteří chtějí dosáhnout co nejlepších výsledků, je určeno zapojení podle obr. 80. Tento detektor pracuje s oscilátorem LC, který umožňuje zasynchronování na signál jen s jedním postranním pásmem a nosnou 30 %. V zapojení B je možné zasynchronování jen na silný signál. Protože je činnost obou detektorů stejná, popíšeme si jen detektor A (obr. 80) a na konec některé detaily, v nichž se oba detektory liší. Detektor A (obr. 80) je složen z napětově řízeného oscilátoru (NRO), fázového komparátoru a dolní propusti (tvoří smyčku PLL), produkt detektoru a druhé dolní propusti.  $IO_1$  (obr. 80) je zapojen jako fázový komparátor. Na vývody 7 a 9 je přiveden  $mf$  signál a na vývod 14 signál z NRO, posunutý o  $90^\circ$  obvodem

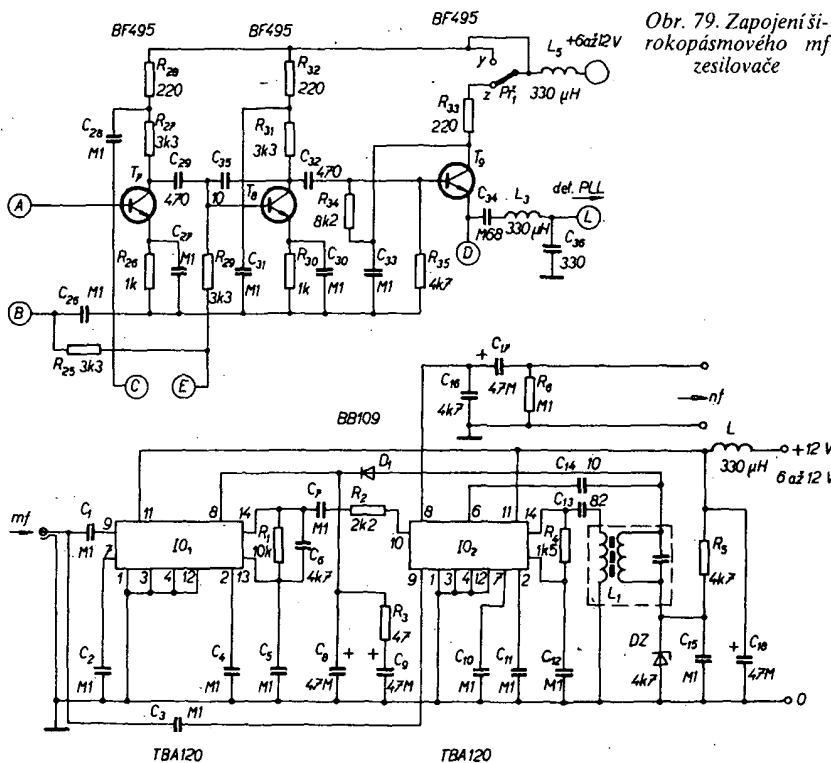
$R_2$ ,  $C_6$ . Omezovač v  $IO_2$  pracuje jako NRO. Běžný  $mf$  filtr (cívka  $L_1$ ) je zapojen jako indukčnost oscilačního obvodu. Výstupní signál z fázového komparátoru (vývod 8  $IO_1$ ) řídí přes dolní propust  $C_8$ ,  $R_3$ ,  $C_9$  a přes varikap  $D_1$  kmitočty NRO.

Signál oscilátoru z PLL, který má stejnou fázi a stejný kmitočty jako vstupní signál  $mf$  kmitočtu, se směšuje v produkt detektoru (detektor  $IO_2$ ) s  $mf$  signálem, který se přes kondenzátor  $C_3$  přivádí na vývod 9  $IO_2$ . Výstupní signál z produkt detektoru (vývod 8  $IO_2$ ) obsahuje i zbytky  $mf$  signálu, které se potlačují obvodem  $C_{16}$ ,  $R_6$ .

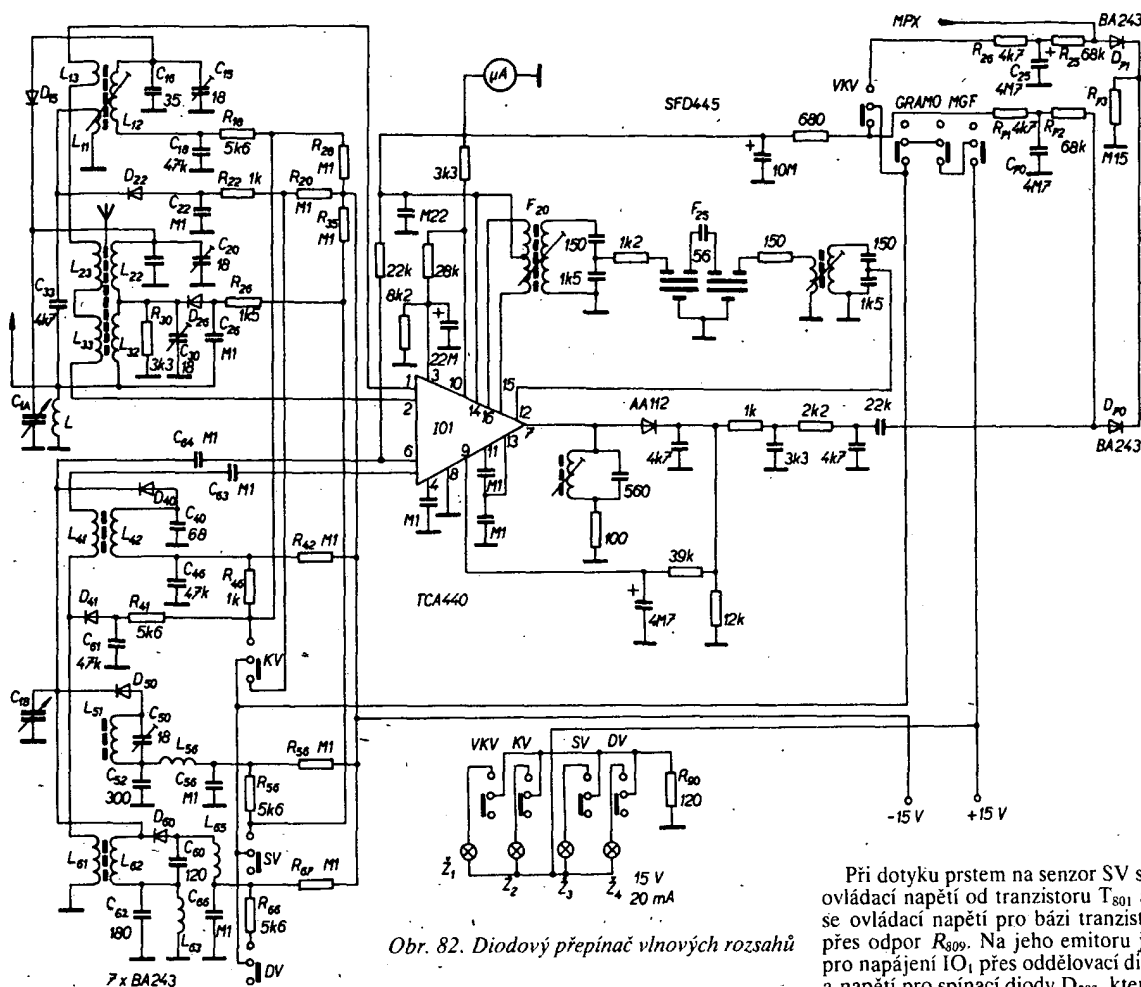
Synchrodetektor na obr. 81 používá obvod TBA120 jako komparátor fáze. NRO je sestaven ze tří tranzistorů  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ . Vstupní  $mf$  signál je přiveden na vstup  $IO_1$  (vývod 14) a signál NRO na vývod 7. Výstupní signál komparátoru mění pracovní bod  $T_1$  a tím i kmitočty NRO. Dolní propust je tvořena kondenzátory  $C_7$ ,  $C_8$  a odporem  $R_5$ . Signál z NRO je přes kondenzátory  $C_{11}$  a  $C_{12}$  přiveden na tranzistory  $T_4$ ,  $T_5$ , které s tranzistorem  $T_6$  tvoří produkt detektor.  $mf$  signál přichází na produkt detektor přes odpor  $R_7$ . Výstupní signál je veden ze spoje  $R_{14}$ ,  $C_{16}$  na výstup. Odpor  $R_{14}$  a kondenzátor  $C_{16}$  potlačují zbytky signálu nosného kmitočtu. *Elektr. č. 54/76*

### Přepínání vlnových rozsahů spínacími diodami

Na obr. 82 je zapojení přijímače, u něhož se vlnové rozsahy přepínají spínacími diodami. Signál z antény při zvoleném rozsahu KV je přes kondenzátor  $C_{33}$  přiveden na anténní vinutí  $L_{11}$ . Dioda  $D_{22}$  je nevodivá, protože dostává malé záporné předpětí ze zdroje  $-15$  V přes odpory  $R_{20}$  a  $R_{22}$ , takže ani velký vstupní signál ji nemůže otevřít. Laděný obvod  $L_{12}$ ,  $C_{11}$ ,  $C_{16}$ ,  $C_{15}$  je střídavě uzemněn přes kondenzátor  $C_{18}$ . Dioda  $D_{15}$  přepíná laděný obvod  $L_{12}$ ,  $C_{15}$ ,  $C_{16}$  ke kondenzátoru  $C_1$ . Po stlačení tlačítka KV teče proud přes odpor  $R_{18}$ , diodu  $D_{15}$ , cívku  $L_{22}$  a tlumivku  $L$ . Dioda  $D_{15}$  je vodivá. Na ostatních vlnových rozsazích je nevodivá, neboť má na anodě malé záporné předpětí ze zdroje  $-15$  V přes odpor  $R_{28}$ ,  $R_{18}$  a  $L_{12}$ . Současně se připojí i oscilační obvod  $L_{41}$ ,  $L_{42}$ . Ladiční vinutí  $L_{42}$  se připojí přes diodu  $D_{40}$  na  $C_1$  a zpětnovazební vinutí přes diodu  $D_{41}$  a kondenzátor  $C_{61}$  se „střídavě“ uzemní. Dioda  $D_{40}$  se otevírá napětím  $+15$  V. Proud teče přes odpor  $R_{46}$ , cívku  $L_{42}$ , diodu  $D_{40}$ , ladiční vinutí  $DV$   $L_{62}$  a tlumivku  $L_{63}$ . Jinak je  $D_{40}$  uzavřena předpětím ze zdroje  $-15$  V přes odpor  $R_{42}$ . Dioda  $D_{41}$ , která je uzavřena záporným předpětím přes odpor  $R_{28}$ , se otevře napětím



Obr. 80. Zapojení detektoru PLL typu A



Obr. 82. Diodový přepínač vlnových rozsahů

+15 V přes odpor  $R_{41}$  a zpětnovazební vinutí  $L_{61}$ .

Cívky vstupních obvodů dlouhých a středních vln jsou navinuty na feritové anténě. Při stlačení tlačítka SV se diodou  $D_{26}$  zkratuje obvod dlouhých vln a „střídavě“ se přes kondenzátor  $C_{26}$  uzemní studený konec cívky  $L_{22}$ . Tímto napětím se ještě více uzavře dioda  $D_{15}$ , která připojuje cívku  $L_{12}$  k ladicímu kondenzátoru  $C_1$ . Vazební vinutí  $L_{23}$  je zapojeno do série s vazební vinutím krátkých vln  $L_{13}$  a dlouhých vln  $L_{33}$ . Proud při stlačení tlačítka SV teče z +15 V přes odpor  $R_{26}$ , diodu  $D_{26}$ , cívku  $L_{22}$  a tlumivku  $L_{33}$ . Současně se připojí i oscilační obvod  $L_{51}$ ,  $C_{50}$  a padingový kondenzátor  $C_{52}$  k ladicímu kondenzátoru  $C_1$ . (Proud teče z +15 V přes odpor  $R_{56}$ , tlumivku  $L_{56}$ , cívku  $L_{51}$ , diodu  $D_{50}$ , cívku  $L_{62}$  oscilátoru DV a tlumivku  $L_{63}$ ).

Při stlačení tlačítka DV jsou všechny diody ve vstupních obvodech uzavřeny. Laděný vstupní obvod při DV je spojen do série se vstupním obvodem středních vln. Oscilační obvod se přes diodu  $D_{60}$  připojí k ladicímu kondenzátoru  $C_1$ . Proud teče z +15 V přes odpor  $R_{66}$ , tlumivku  $L_{65}$ , diodu  $D_{60}$ , cívku  $L_{62}$  a tlumivku  $L_{63}$ . Současně se připojí padingový kondenzátor  $C_{62}$ . Zpětnovazební vinutí  $L_{61}$  je spojeno do série s vinutím  $L_{41}$ . Při všech rozsazích AM je napětím +15 V přes odpory  $R_{71}$ ,  $R_{72}$  otevřena dioda  $D_{70}$  a dioda  $D_{71}$  uzavřena úbytkem napětí na odporu  $R_{73}$ . Diodou  $D_{71}$  je připojen nf signál z dílu VKV. Nahradíme-li přepínače ovládacím napětím získaným např. ze senzorů, můžeme pak rozsahy přepínat dálkově nebo senzory. Zapojení pro ovládání spínacích diod senzory je na obr. 83.

Po zapnutí přijímače se připojí ovládací napětí pro tranzistory  $T_{810}$  a  $T_{811}$ , z nichž se napájí VKV. Tranzistory  $T_{801}$ ,  $T_{802}$  a  $T_{803}$  jsou

nevodivé. Při sepnutí senzoru KV bude na bázi tranzistoru  $T_{801}$  ovládací napětí, které otevře tranzistor  $T_{801}$  a připojí napětí na spínací diody ve vstupní a oscilátorové části dílu AM. Současně se přes oddělovací diodu  $D_{801}$  připojí napájecí napětí pro IO1. Proud pro spínací diody teče z emitoru  $T_{801}$  přes odpor  $R_{201}$ , vazební cívku KV  $L_{204}$ , diodu  $D_{203}$ , tlumivku  $L_{206}$ , vazební cívku DV a SV  $L_3$ , odpor  $R_{209}$  a  $R_{204}$ . Současně se přes odpor  $R_{202}$  a diodu  $D_{201}$ , kondenzátor  $C_{207}$  střídavě uzemní vstupní obvod KV  $L_{203}$ ,  $C_{203}$ ,  $C_{204}$ ,  $C_{208}$ ,  $C_2$ . Stejnoseměrné napětí se v tomto případě uzavírá přes cívku vstupního obvodu  $L_{202}$ , tlumivku  $L_{207}$  a odpor  $R_{204}$ . Současně se přes odpor  $R_{214}$  a diodu  $D_{211}$  připojí cívka oscilátoru  $L_{210}$  k ladicímu kondenzátoru  $C_1$  a přes diody  $D_{213}$ ,  $D_{212}$  zpětnovazební vinutí  $L_{212}$ . Stejnoseměrné je obvod uzavřen pro diodu  $D_{211}$  přes odpor  $R_{214}$ , cívku  $L_{210}$ , diodu  $D_{211}$ ,  $D_{206}$  (zkratuje padingový kondenzátor  $C_{224}$ ),  $D_{207}$  (zkratuje padingový kondenzátor  $C_{226}$ ), cívku  $L_{214}$  (oscilační cívka DV) a odpor  $R_{221}$ . Zpětnovazební vinutí je připojeno průtokem proudem odporem  $R_{227}$ , diodami  $D_{213}$ ,  $D_{212}$  a odporem  $R_{221}$ .

Tab. 7. Keramický filtr SFD455B

<p>pohled zespodu</p>	<p>1-2: vazební kondenzátor 3: vstup 4: výstup 5: zem</p>
<p>Střední kmitočet Selektivita <math>S_3</math> dB Selektivita Zvlnění v pásmu Vstupní a výstupní impedance Útlum v pásmu (max.)</p>	<p>455 <math>\pm</math> 2 kHz. 4,5 <math>\pm</math> 1 kHz. 26 dB při -10 kHz, 20 dB při +10 kHz. 1,5 dB. 3 k <math>\Omega</math>. 9 dB.</p>

Při dotyku prstem na senzor SV se odpojí ovládací napětí od tranzistoru  $T_{801}$  a připojí se ovládací napětí pro bázi tranzistoru  $T_{803}$  přes odpor  $R_{809}$ . Na jeho emitoru je napětí pro napájení IO1, přes oddělovací diodu  $D_{803}$  a napětí pro spínací diody  $D_{202}$ , která připojuje cívku  $L_1$  k ladicímu kondenzátoru  $C_2$  přes cívku  $L_{203}$  a pro diody  $D_{207}$ ,  $D_{208}$ . Stejnoseměrné je obvod  $D_{202}$  uzavřen přes odpor  $R_{208}$ , tlumivku  $L_{208}$ , cívku  $L_1$ , cívku  $L_2$ , tlumivku  $L_{207}$  a odpor  $R_{204}$ . Cívka oscilačního obvodu  $L_{217}$  je k ladicímu kondenzátoru  $C_1$  připojena přes diodu  $D_{208}$  a padingový kondenzátor  $C_{224}$ . Padingový kondenzátor DV  $C_{226}$  je zkratován diodou  $D_{207}$ . Spínací napětí pro oscilátor SV je stejnosměrné uzavřeno cestou:  $R_{222}$ ,  $L_{217}$ ,  $D_{208}$ ,  $D_{207}$ ,  $L_{214}$  a  $R_{221}$ . Cívky  $L_1$  a  $L_2$  jsou zapojeny paralelně a rovněž tak i cívky  $L_{214}$  a  $L_{217}$ .

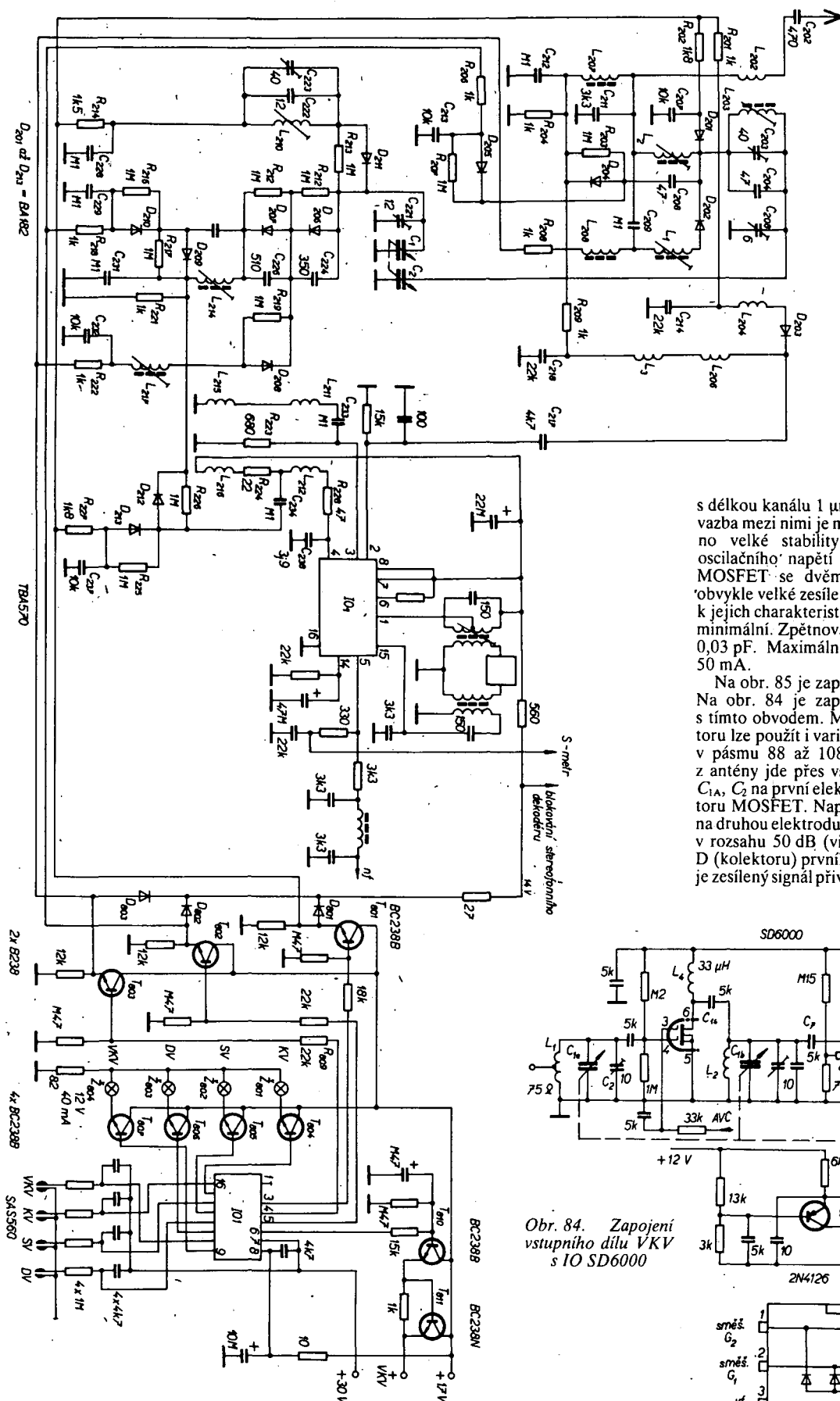
Po dotyku prstem na senzor DV se ovládací napětí dostane přes odpor 22 k $\Omega$  na bázi tranzistoru  $T_{802}$ . Přes diodu  $D_{802}$  se připojí napájecí napětí na IO1. Z emitoru  $T_{802}$  se připojí napětí na spínací diody  $D_{204}$ ,  $D_{205}$ ,  $D_{209}$  a  $D_{210}$ . Dioda  $D_{204}$  připojí kondenzátor  $C_{208}$  paralelně k cívce vstupního obvodu DV  $L_2$ . Stejnoseměrný proud teče z emitoru  $T_{802}$  přes odpor  $R_{206}$ , diody  $D_{205}$ ,  $D_{204}$  a odpor  $R_{204}$ . V oscilátorovém obvodu teče stejnosměrný proud z emitoru  $T_{802}$  přes odpor  $R_{218}$ , diody  $D_{209}$ ,  $D_{210}$  a odpor  $R_{221}$ . Cívka  $L_{214}$  je k ladicímu kondenzátoru  $C_1$  připojena přes padingové kondenzátory  $C_{224}$ ,  $C_{226}$ .

Jednotlivé vlnové rozsahy jsou indikovány žárovkami  $Z_{801}$  až  $Z_{804}$ , spínanými tranzistory  $T_{804}$  až  $T_{807}$ .

Firemní literatura Nordmande a Telefunken

#### Vstupní díl VKV s integrovanými obvody

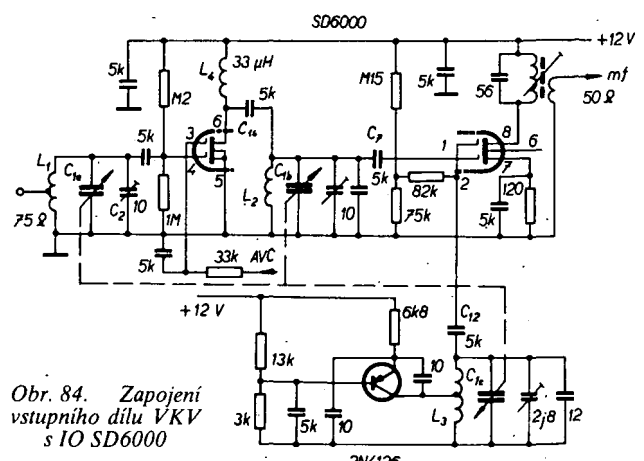
V současné době (1977) dala firma Signetics do prodeje IO SD6000, který je určen pro vf předzesilovače a směšovače asi do 100 MHz. Tento IO má dva oddělené tran-



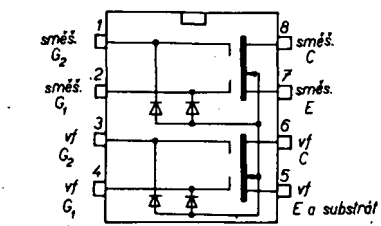
Obr. 83. Diodový přepínač vlnových rozsahů, ovládaný senzory (neoznačený kondenzátor u  $D_{200}$  je 110 pF).

s délkou kanálu 1  $\mu\text{m}$  na jednom čipu, takže vazba mezi nimi je minimální. Tím je dosaženo velké stability a malého vyzařování oscilačního napětí do antény. Tranzistory MOSFET se dvěma elektrodami G mají obvykle velké zesílení a malý šum. Vzhledem k jejich charakteristice je i křížová modulace minimální. Zpětnovazební kapacita  $C_{12}$  je asi 0,03 pF. Maximální kolektorový proud je 50 mA.

Na obr. 85 je zapojení vývodů tohoto IO. Na obr. 84 je zapojení vstupní jednotky s tímto obvodem. Místo ladícího kondenzátoru lze použít i varikapy. Výkonové zesílení v pásmu 88 až 108 MHz je 30 dB. Signál z antény jde přes vstupní laděný obvod  $L_1$ ,  $C_{1A}$ ,  $C_2$  na první elektrodu G prvního tranzistoru MOSFET. Napětím AVC, přivedeným na druhou elektrodu G, můžeme řídit zesílení v rozsahu 50 dB (viz obr. 86). Z elektrody D (kolektoru) prvního tranzistoru MOSFET je zesílený signál přiveden přes obvod  $L_2$ ,  $C_{1B}$ ,



Obr. 84. Zapojení vstupní díly VKV s IO SD6000

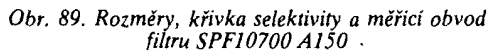


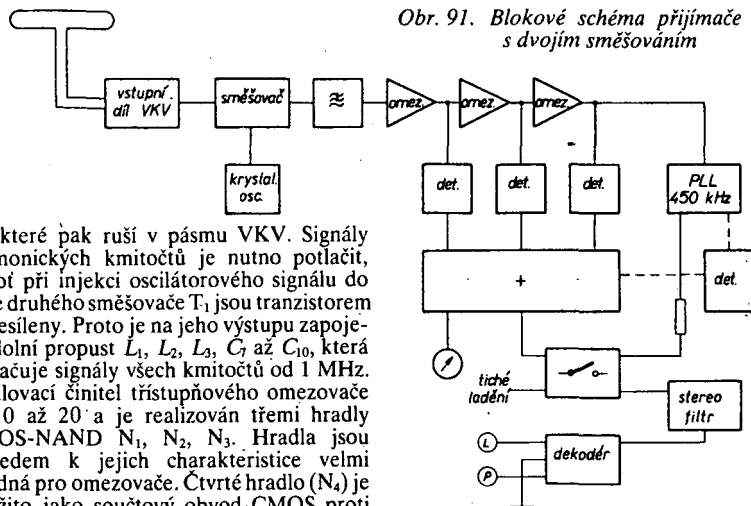
Obr. 85. Rozložení vývodů a vnitřní schéma IO SD6000

zistory MOS se dvěma elektrodami G, které jsou chráněny Zenerovými diodami, které zabezpečují, že se na elektrody G nedostane napětí větší než +25 V a menší než -3 V. Oba tranzistory MOSFET mají kanál typu n a jsou zhotoveny technologií D-MOS







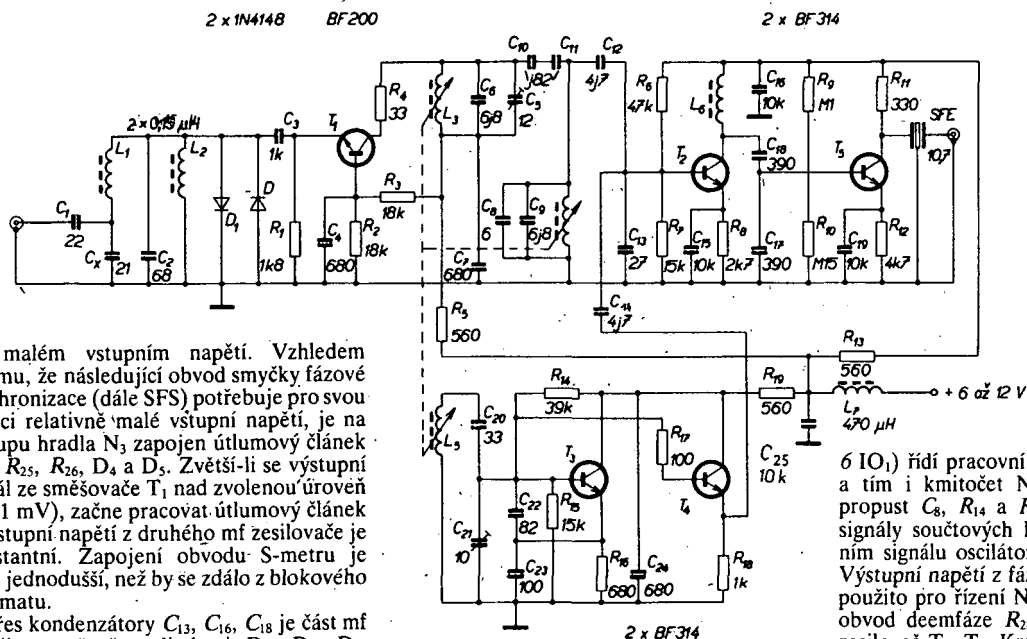


Obr. 91. Blokové schéma přijímače VKV s dvojím směřováním

ké, které pak ruší v pásmu VKV. Signály harmonických kmitočtů je nutno potlačit, neboť při injekci oscilátorového signálu do báze druhého směšovače  $T_1$  jsou tranzistorem  $T_1$  zesíleny. Proto je na jeho výstupu zapojena dolní propust  $L_1, L_2, L_3, C_7$  až  $C_{10}$ , která potlačuje signály všech kmitočtů od 1 MHz. Zesilovací činitel třístupňového omezovače je 10 až 20 a je realizován třemi hradly CMOS-NAND  $N_1, N_2, N_3$ . Hradla jsou vzhledem k jejich charakteristice velmi vhodná pro omezovače. Čtvrté hradlo ( $N_4$ ) je použito jako součtový obvod CMOS proti proudovým špičkám, které mohou vzniknout

nikdy přetížen. Usměrněné napětí pro S-metr je zároveň použito pro šumovou bránu ( $N_4, T_3, T_4$  a  $T_5$ ). „Bod nasazení“ šumové brány řídíme potenciometrem  $P_1$ , na jehož běžec je kromě stejnosměrného konstantního napětí přiváděno i řídicí napětí z obvodu S-metru. Je-li řídicí napětí menší než ss složka, má vstup  $N_4$  úroveň log. 0 a výstup  $N_4$  log. 1, takže tranzistory  $T_3, T_4$  a  $T_5$  vedou a přes odpor  $R_{24}$  je výstupní nf signál z obvodu SFS zkratován na zem. Je-li řídicí napětí dostatečně velké, má vstup  $N_4$  úroveň log. 1 a výstup log. 0, tranzistor  $T_5$  je uzavřen a nf signál je přes odpor  $R_{24}$  přiveden na vstup stereo fonního filtru!

Na obr. 94 je zapojení obvodu SFS. Výstupní signál z druhého mf zesilovače je přiveden asymetricky na diferenční zesilovač s  $T_1, T_2$ . Zesílený signál je přiveden na oba vstupy fázového komparátoru  $IO_1$  (CA3080), který má zesílení 6 dB. Z kolektoru tranzistoru  $T_4$  je přiveden signál napěťově řízeného oscilátoru (NRO) na vstup  $5IO_1$ . Výstupní napětí fázového komparátoru (vývod

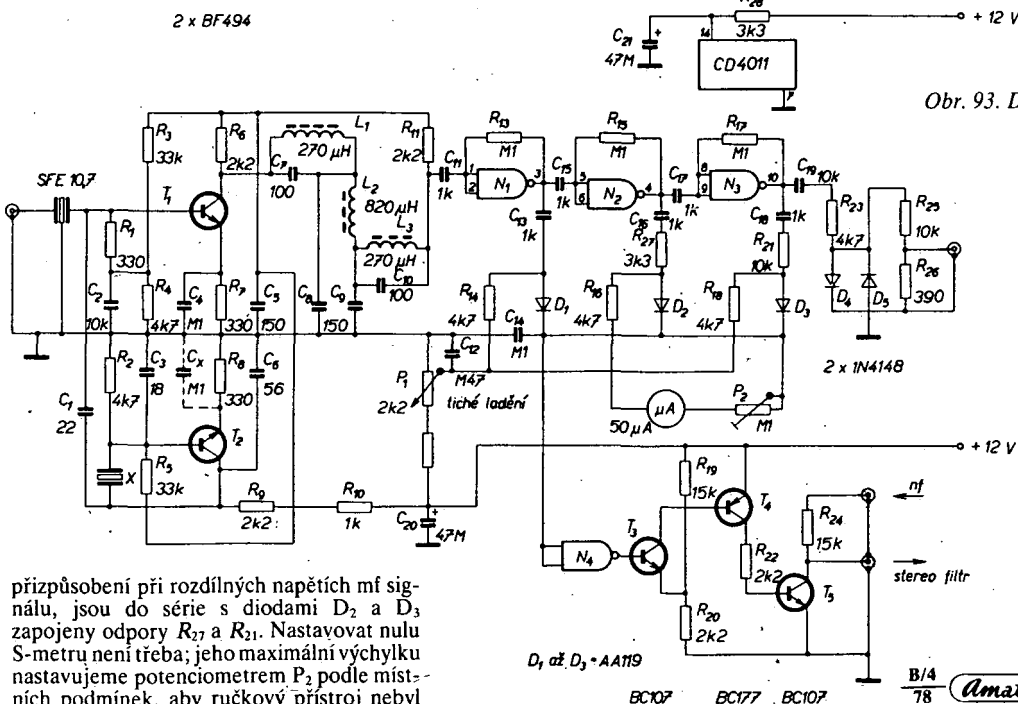


Obr. 92. Vstupní díl a první mf zesilovač

při malém vstupním napětí. Vzhledem k tomu, že následující obvod smyčky fázové synchronizace (dále SFS) potřebuje pro svou funkci relativně malé vstupní napětí, je na výstupu hradla  $N_3$  zapojen útlumový člen  $R_{23}, R_{25}, R_{26}, D_4$  a  $D_5$ . Zvětší-li se výstupní signál ze směšovače  $T_1$  nad zvolenou úroveň (asi 1 mV), začne pracovat útlumový člen a výstupní napětí z druhého mf zesilovače je konstantní. Zapojení obvodu S-metru je však jednodušší, než by se zdálo z blokového schématu.

Přes kondenzátory  $C_{13}, C_{16}, C_{18}$  je část mf signálu usměrněna diodami  $D_1, D_2, D_3$ . Součet těchto napětí je získán spojením katod diod. Aby bylo dosaženo správného

6  $IO_1$ ) řídí pracovní bod tranzistorů  $T_6, T_7$ , a tím i kmitočet NRO ( $T_4$  a  $T_5$ ). Dolní propust  $C_8, R_{14}$  a  $R_{16}$  potlačuje nežádoucí signály součtových kmitočtů vzniklé sečtením signálů oscilátoru a vstupního signálu. Výstupní napětí z fázového komparátoru je použito pro řízení NRO a současně je přes obvod deefmáze  $R_{28}, C_{14}$  přivedeno na nf zesilovač  $T_8, T_9$ . Kmitočet NRO je v první řadě určen kapacitou kondenzátoru  $C_{11}$ . Kmitočet NRO lze přesně nastavit potenciometry  $P_1$  a  $P_2$ .

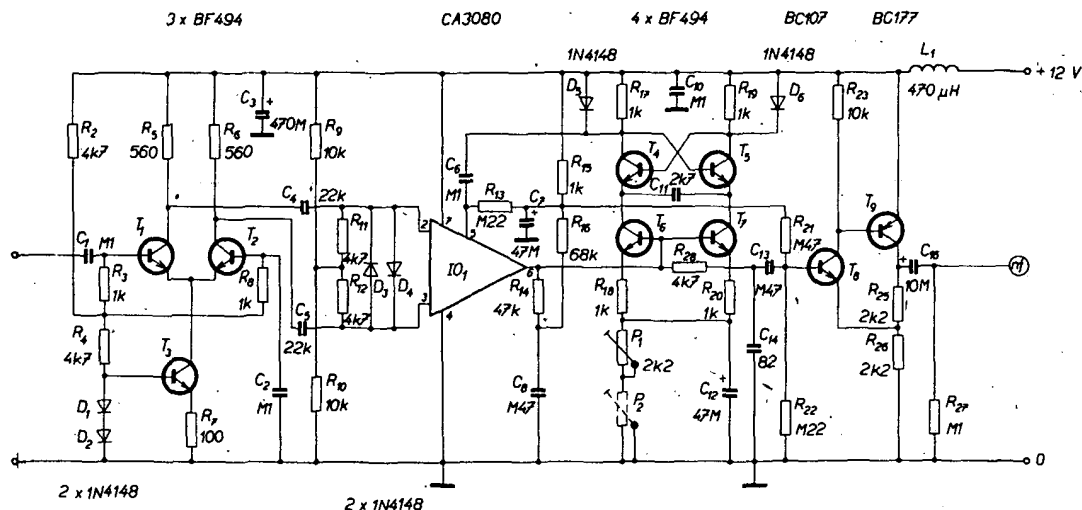


Obr. 93. Druhý směšovač a mf zesilovač

přizpůsobení při rozdílných napětích mf signálu, jsou do série s diodami  $D_2$  a  $D_3$  zapojeny odpory  $R_{27}$  a  $R_{21}$ . Nastavovat nulu S-metru není třeba; jeho maximální výchylku nastavujeme potenciometrem  $P_2$  podle místních podmínek, aby ručkový přístroj nebyl

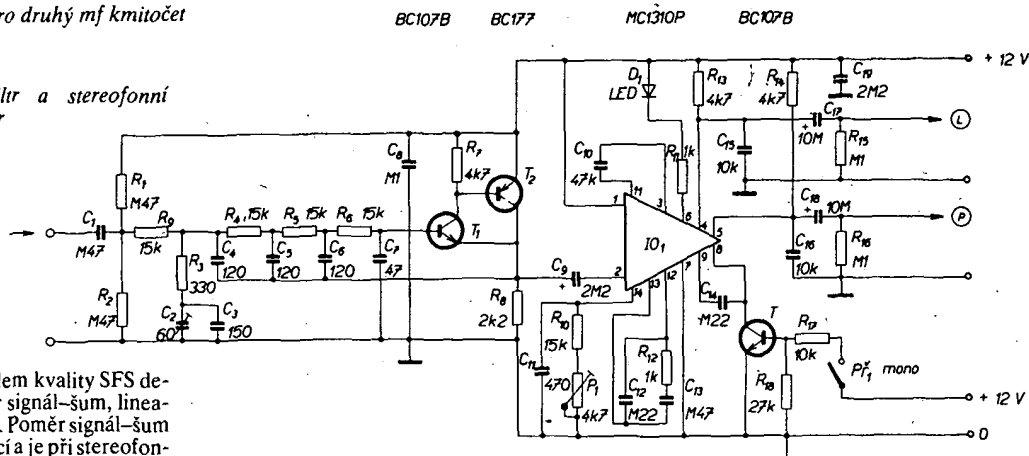
BC107 BC177 BC107

B/4 78 Amaterské RADIO



Obr. 94. Detektor PLL pro druhý mf kmitočet

Obr. 95. Stereofonní filtr a stereofonní dekódér



Směrodatným ukazatelem kvality SFS de-modulátoru FM je poměr signál-šum, linearita NŘO a potlačení AM. Poměr signál-šum je bez přehánění vynikající a je při stereofonním příjmu 60 dB a při monofooním 80 dB. Také linearita v tomto zapojení je velmi dobrá, a proto je velmi malé i zkreslení. Potlačení AM je rovněž dobré. Diody D<sub>3</sub>, D<sub>4</sub> omezují vstupní signál na asi 1 V a zamezují přebuzení IO<sub>1</sub>.

Na obr. 95 je zapojení stereofonního filtru a stereofonního dekódéru. Pro úplnost je nutno poznamenat, že před dekódérem zapojený filtr je potřebný. Bez něho stereofonní dekódér reaguje nejen na signály v rozsahu 23 až 53 kHz, nýbrž i na signál harmonického kmitočtu 38 kHz. Abychom dosáhli optimálního poměru signál-šum, nesmí být na deko-

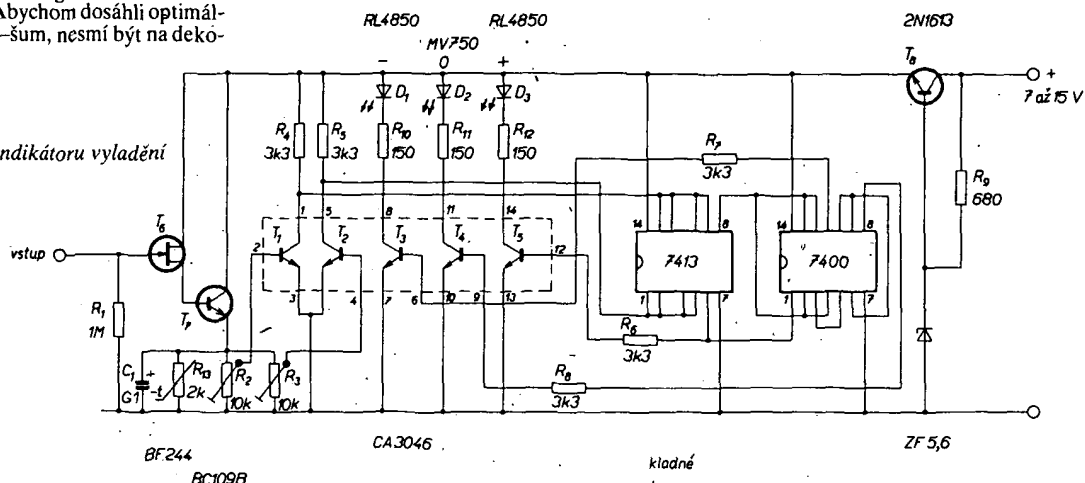
Potenciometrem P<sub>1</sub> nastavíme kmitočet 76 kHz. Oddělení kanálů je 40 dB. Dioda LED D<sub>1</sub> indikuje příjem „stereo“. Přepínačem P<sub>1</sub> můžeme přepínat druh provozu mono-stereo. Výstupní napětí je 100 mV, což stačí pro vybuzení většiny nf zesilovačů. Nf zesilovač musí mít vstupní odpor nejméně 22 kΩ.

Elektr. č. 52, 70, 71/77

#### Indikátor průchodu křivky S nulou- (s diodami LED)

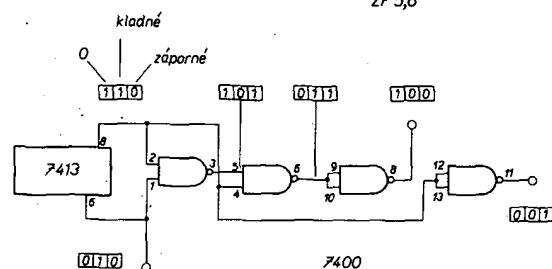
Stejněsměrné napětí, které je na výstupu detektoru FM, je přivedeno na vstup řídicího obvodu. Velikost tohoto napětí se mění oproti referenčnímu napětí, které může být různé podle typu detektoru (poměrový, kvadraturní apod.). Tři stavy (větší, rovný,

Obr. 96. Zapojení indikátoru vyladění



dér přivedeny signály kmitočtů vyšších než 53 kHz. Uvedený filtr potlačuje všechny rušivé signály. Nejlepšího oddělení kanálů lze dosáhnout, je-li fázový posuv na kmitočtu 38 kHz nulový; lze ho nastavit trimrem C<sub>2</sub>.

Obr. 97. Logické úrovně indikátoru vyladění



menší jsou indikovány diodami LED. Je-li v mřížce zesilovače použit IO CA3089 (MAA661, A220, TBA120), musí být indikátor připojen na referenční napětí 5,6 V. Napájecí napětí 5 V je stabilizováno tranzistorem  $T_8$  a Zenerovou diodou  $D_4$ . Stejněsměrné napětí z detektoru je přivedeno na elektrody G tranzistoru  $T_6$ , takže detektor není vůbec zatěžován. Tranzistor  $T_7$  zvětšuje emitorový odpor  $T_6$ , takže napětí na emitorovém odporu je úměrné vstupnímu napětí. Emitorový odpor je tvořen potenciometrem  $R_2$ ,  $R_3$  a termistorem, který zlepšuje teplotní stabilitu celého obvodu na obr. 96. Kondenzátorem  $C_1$  jsou odfiltrovány zbytky nízkofrekvenčního signálu.

Při vstupním napětí 0 V je přes  $R_2$  otevřen tranzistor  $T_1$  a přes  $R_3$  uzavřen  $T_2$ . Na kolektorovém odporu  $R_4$  je malé napětí (0,5 V) a na odporu  $R_5$  velké napětí (4 V), které je přivedeno na Schmittův klopný obvod SN7413. Na jeho výstupu 6 je úroveň log. 0 a na vývodu 8 log. 1. Tyto úrovně jsou přivedeny na hradlo IO SN7400. Z obr. 97 jsou zřejmé jednotlivé stavy hradel, které odpovídají různým stejnosměrným napětím z detektoru. Výstup 8 odpovídá nulovému, výstup 11 zápornému a vstup 1 kladnému vstupnímu napětí. Přes odpory  $R_8$ ,  $R_7$  a  $R_6$  jsou buzeny báze tranzistorů  $T_3$ ,  $T_4$  a  $T_5$ , které rozsvítí svítivé diody  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$ . Odpory  $R_{10}$ ,  $R_{11}$ ,  $R_{12}$  omezují proud diodami LED. Diody se přepínají při vstupním signálu  $\pm 40$  mV.

Funkschau č. 12/75

### Automatický vypínač AFC

Při změně vstupního napětí  $U_{\text{vst}}$  (ladicí napětí) je stejnosměrné kladné napětí  $U_{\text{AFC}}$  zkratováno a tím je odpojen obvod AFC. Zapojení obvodu automatického vypínače AFC je na obr. 98. Tranzistor  $T_1$  je zapojen jako emitorový sledovač, který má velký vstupní a malý výstupní odpor, vhodný pro napájení dalších obvodů. Vstupní odpor musí být značně větší než vnitřní odpor zdroje řídicího napětí, aby se neměnil nastavený kmitočet. Změna vstupního napětí  $U_{\text{vst}}$  se přenesla přes kondenzátor  $C_1$  na vstup následujícího zesilovače, jehož výstupní napětí  $U_3$  se zvětšuje nebo zmenšuje podle toho, v jakém smyslu se mění napětí  $U_{\text{vst}}$ . Tranzistorem  $T_4$ , zapojeným jako invertor, se dosáhne toho, že na výstupu hradla OR ( $D_1$ ,  $D_2$ ) je vždy jen kladná změna napětí. Přizpůsobení výstupu hradla OR ke vstupu tranzistoru  $T_5$  Zenerovou diodou zaručuje, že obvod pracuje bez ztráty zesílení. Záporným napětím z tranzistoru  $T_5$  se řídí elektroda G tranzistoru MOSFET. Tento tranzistor při nulovém napětí na G  $T_6$  má velmi velký vstupní odpor (závislý na zbytkovém kolektorovém proudu  $- < 0,2 \mu\text{A}$ ). Při překročení prahového napětí (asi  $-5$  V) se tento odpor prudce zmenšuje a při  $U_{\text{GE}} = -8$  V je menší než  $500 \Omega$ . Tímto

odporem je obvod AFC zkratován. V opačném případě není vůbec zatížen. Přechod emitor-kolektor  $T_6$  má velký odpor, přechod kolektor  $T_6$  - substrát je uzavřen. Protože doladovací napětí může být jak kladné, tak i záporné, musí mít substrát tranzistoru takové předpětí, aby se přechod p-n kolektor-substrát při uzavření nepřepóloval, tzn., že substrát n musí mít kladné předpětí asi 2,5 V, nastavené děličem  $R_{10}$ ,  $R_{11}$ . Tímto způsobem je možné s tranzistorem MOSFET, který má vyvedený substrát, realizovat spínač pro malá napětí libovolné polarizace proti zemi.

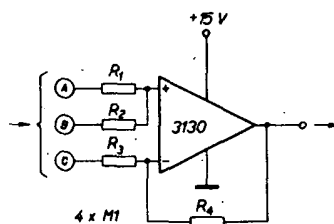
Citlivost obvodu je určena především zesílením tranzistorů  $T_2$ ,  $T_3$  a je určena vlastnostmi obvodu  $RC$  ( $C_1$ ,  $R_{\text{vst}}$ ). Časová konstanta obvodu  $RC$  musí být kratší než 0,5 s, aby se neporušila správná činnost obvodu. Vstupní odpor  $T_1$  je v zapojení podle obr. 98 asi  $1,5 \text{ M}\Omega$  a výstupní odpor asi  $300 \Omega$ . Vnitřní odpor zdroje ladícího napětí musí být menší než  $50 \text{ k}\Omega$ . Kondenzátor  $C_2$  spolu s diodou  $D_5$  zpožďují o 1 až 2 s opětné připojení obvodu AFC. Kondenzátor se však musí nabit velmi rychle (zde za 60 ms).

Radio, Fernsehen, Elektronik č. 14/77

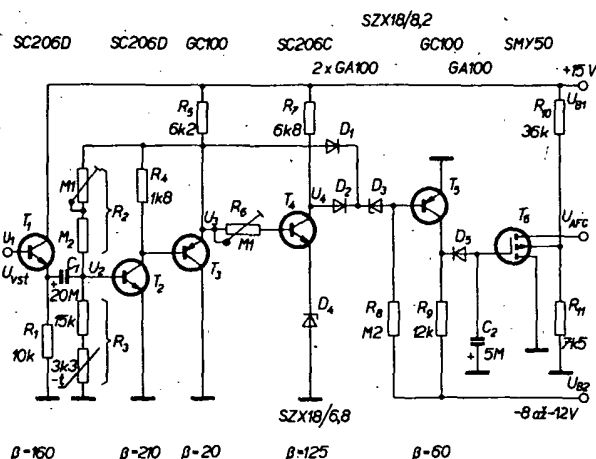
## Měřicí technika

### Převodník úrovně

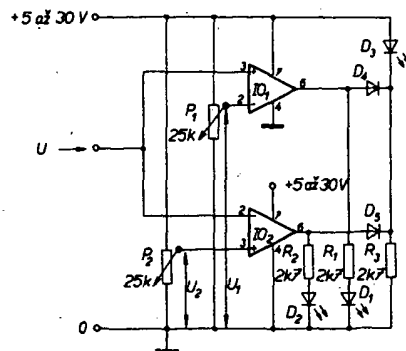
V měřicích a indikačních obvodech potřebujeme často převést různé změny napětí do určitého rozsahu. V takovém případě použijeme převodník úrovně. Potřebujeme-li např. ke vstupnímu napětí přičíst 5 V, pak 0 V odpovídá 5 V, 1 V je 6 V apod. V tomto případě vstup C převodníku úrovně na obr. 99 je spojen se zemí a úbytek napětí na odporu  $R_3$  je 4 V. Úbytek na odporu  $R_4$  musí být rovněž 4 V a výstupní napětí je tedy 8 V. Potřebujeme-li, aby řídicí napětí bylo přivedeno na nižší úroveň, pak musíme prohodit vstupy C a B. Napětí 5 V je pak poloviční (B je spojeno se zemí), takže na neinvertujícím vstupu je 2,5 V. Úbytek na  $R_3$  je 0,5 V; výstupní napětí je 2 V. Odpory  $R_1$  až  $R_3$  volíme podle vlastností operačního zesilovače a podle požadovaného vstupního odporu. Vstupní odpor musí být v každém případě podstatně větší (minimálně  $10\times$ ), než vý-



Obr. 99. Převodník úrovně



Obr. 98. Samočinný vypínač AFC



Obr. 100. Třístavový detektor napětí

stupní odpor stupně, který budí převodník úrovně.

Jako operační zesilovač můžeme použít libovolný typ, který nebude přebuzen při symetrickém napájení. Můžeme použít i např. MAA741, tento typ OZ však při napětích menších než 1,5 V již špatně pracuje - v tom případě musíme použít symetrické napájecí napětí.

Elektron č. 79-80/77

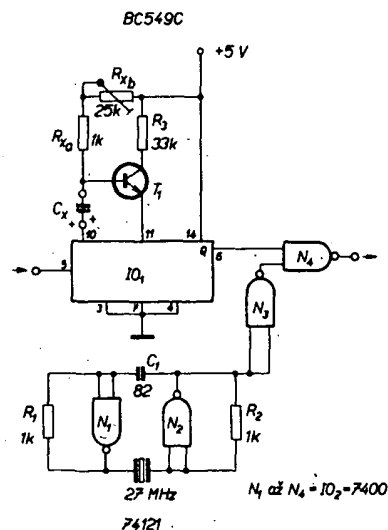
### Třístavový detektor napětí

Obvod na obr. 100 může porovnávat velikost vstupního napětí  $U_{\text{se}}$  dvěma napětími referenčními  $U_1$ ,  $U_2$ . Operační zesilovač  $IO_1$  je zapojen jako neinvertující komparátor. Je-li vstupní napětí  $U_{\text{se}}$  větší než napětí  $U_1$  na běžící potenciometru  $P_1$ , bude na výstupu  $IO_1$  větší napětí a svítící dioda  $D_1$  se rozsvítí. Aby se rozsvítila dioda  $D_2$ , musí být vstupní napětí  $U_{\text{se}}$  menší než napětí  $U_2$ , neboť  $IO_2$  pracuje jako invertující komparátor. Dioda  $D_3$  se rozsvítí, vedou-li diody  $D_4$  a  $D_5$ . Vstupní napětí musí být menší než  $U_1$ , avšak větší než  $U_2$ . Abychom zajistili, že napětí  $U_2$  bude vždy větší než  $U_1$ , můžeme použít zapojení potenciometrů podle obr. 101. Jako komparátory můžeme použít operační zesilovače MAA741, LM324 apod. Napájecí napětí je 5 až 30 V. Podle napájecího napětí volíme odpory  $R_1$  až  $R_3$ , a to tak, aby diodami  $D_1$  až  $D_3$  tekla proud 10 mA.

Elektron č. 79-80/77

### Doplňek pro měření kapacit čítačem kmitočtu

Tímto doplňkem (obr. 102) můžeme jednoduše rozšířit funkci každého čítače kmitočtu o měření kapacit. Z čítače musíme však



Obr. 102. Doplněk pro měření kapacity čítačem

vyvést hradlovací impuls. IO<sub>1</sub> (74121) tvoří jádro celého doplňku. Periodu impulsu (pravouhlý impuls z IO<sub>1</sub>) lze vypočítat z rovnice

$$T = C_R \ln 2.$$

Zvolíme-li odpor  $R_x$  ( $\ln 2$  je konstantou), pak je zřejmá lineární závislost mezi periodou  $T$  impulsu a kapacitou měřeného kondenzátoru  $C_x$ . Odpor  $R_x$  je vhodné složit ze dvou částí: odporového trimru  $R_{ab}$  a pevného odporu  $R_{ca}$ . Aby byla stabilita při měření co největší a teplotní závislost co nejmenší, musíme použít cermetový trimr a odpor s kovovou vrstvou s minimálním teplotním součinitelem  $T_k$ .

Monostabilní klopný obvod je spuštěn hradlovacím impulsem z čítače přes vývod 5. Doba překlopení je závislá na kapacitě kondenzátoru  $C_x$ . Během této doby se „otevírá“ hradlo  $N_4$ , takže impuls z oscilátoru  $N_1$ ,  $N_2$  je počítán čítačem. Kmitočet indikovaný čítačem je úměrný kapacitě  $C_x$ . V oscilátoru je použit krystal z přijímače dálkového ovládání (27 MHz), jehož základní harmonická je 9 MHz.

Rozsah měření je 1 nF až 1 μF. Je-li  $C_x$  např. 1 nF, je na displeji 100, je-li 10 nF, je na displeji 1000 atd. Chyba měření je 10 pF. Změnou odporu  $R_x$  můžeme rozšířit rozsah měření až na 1000 μF. Doplňkem můžeme měřit i odpory v rozsahu 1,4 až 40 kΩ (viz údaje pro 74121).

Elektron. č. 79-80/77

## Konstrukční část

### Napájecí zdroj pro přijímač Hi-Fi s kvadrofonním nf zesilovačem

Pro koncový stupeň nf kvadrofonního zesilovače použijeme čtyři výkonové integrované obvody MDA2020, napájené ze symetrického nestabilizovaného zdroje. Podle technických podmínek mají IO MDA2020 maximální napájecí napětí  $\pm 22$  V. Při návrhu zdroje musíme počítat s tím, že síť kolísá o  $\pm 10$  %. Z toho vyplývá, že maximální použitelné napětí je  $\pm 19,8$  V. Pro výstupní výkon  $4 \times 15$  W a zatěžovací impedanci  $4 \Omega$  je proud odebíraný ze zdroje 3,6 A. Sekundární napětí naprázdno bude tedy

$$U_{3-4} = \frac{U_{B1}}{\sqrt{2}} = \frac{19,8}{\sqrt{2}} = 14 \text{ V.}$$

S ohledem na úbytky napětí na odporu vinutí bylo zvoleno sekundární napětí  $2 \times 13$  V. Pro usměrnění jsou použity diody KY715, na nichž bude při proudu 3,6 A úbytek napětí 0,75 V. Stejnoseměrné napětí na filtračním kondenzátoru při zatížení bude

$U_{B1 \max} = \sqrt{2} U_{3-4} - 2 U_D = 16,9 \text{ V}$ ,  
pokud by byl použit kondenzátor s kapacitou asi 15 000 μF. Aby se napětí  $U_{B1}$  nezměnilo pod velikost napětí  $U_{3-4}$ , musí mít vyhlazovací kondenzátor kapacitu

$$C_{11}, C_{12} = M \frac{I_{\max}}{U_{3-4}} = 4873,8 \mu\text{F},$$

kde  $M$  je konstanta, viz tab. 3, str. 126; volíme kondenzátor 5000 μF.

V napájecím zdroji je počítáno i se stabilizovaným napětím 5 V pro obvody TTL, použité k digitální indikaci kmitočtu. Proud odebíraný z tohoto zdroje je nastaven elektronickou pojistkou na 1,2 A. Ve stabilizátoru (obr. 1) je použit IO MAA723H a tranzistor KD605, na kterém počítáme s úbytkem

napětí asi 4 V a s úbytkem napětí na diodách 1,5 V. Uvažujeme-li 10 % kolísání napětí sítě a odhadneme-li předem úbytek napětí na vinutí 6-7 při plném zatížení, volíme sekundární napětí asi 11 V. Kondenzátor  $C_8$  má kapacitu 6600 μF a napětí naprázdno na něm bude asi 14,8 V.

Další napětí získávané ze zdroje, je napětí pro ladění varikapů. Odběr proudu z tohoto zdroje je malý, budeme počítat s proudem asi 30 mA obvod automatického ladění, případně senzory apod.). Stabilizované napětí bude 25 V a napětí na vinutí s ohledem na kolísání síťového napětí 10 % a na odporu vinutí volíme 24 V. Vyhlazovací kondenzátor má kapacitu 50 μF a napětí naprázdno na něm bude 37 V.

Ostatní části přijímače, kromě jednotky VKV, jsou napájeny ze stabilizovaného zdroje +17 V. S přihlédnutím ke všem dříve uvedeným činitelům volíme napětí  $U_{10-11} = 24$  V a proud 0,2 A. Pro napájení jednotky VKV potřebujeme záporné napětí, které získáme zdvojnásobením z vinutí 10-11.

Nyní již můžeme přistoupit k návrhu síťového transformátoru:

$$\begin{aligned} U_{1-2} &= 220 \text{ V;} \\ U_{3-4-5} &= 2 \times 13 \text{ V, } I_{3-4-5} = 3,6 \text{ A;} \\ U_{6-7} &= 11 \text{ V, } I_{6-7} = 1,2 \text{ A;} \\ U_{8-9} &= 24 \text{ V, } I_{8-9} = 0,03 \text{ A;} \\ U_{10-11} &= 24 \text{ V, } I_{10-11} = 0,2 \text{ A;} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_s &= 13,2, 3,6 + 11,1,2 + 26,0,03 + 24,0,2 = \\ &= 112,36 \text{ W,} \\ P_p &= P_s / \eta = 112,36 : 0,87 = 129 \text{ W,} \\ I_p &= 0,586 \text{ A.} \end{aligned}$$

Na transformátor použijeme plechy EI32  $\times$  40. Pro daný typ jádra je počet závitů na 1 V roven 3,72.

Pro daný typ jádra volíme proudovou hustotu 3,7 A/mm<sup>2</sup> a vypočítáme jednotlivé průměry vodičů

$$d_{1-2} = 1,13 \sqrt{\frac{I_p}{3,7}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,586}{3,7}} = 0,45 \text{ mm CuL,}$$

$$d_{3-4-5} = 1,13 \sqrt{\frac{3,6}{3,7}} = 1,12 \text{ mm CuL,}$$

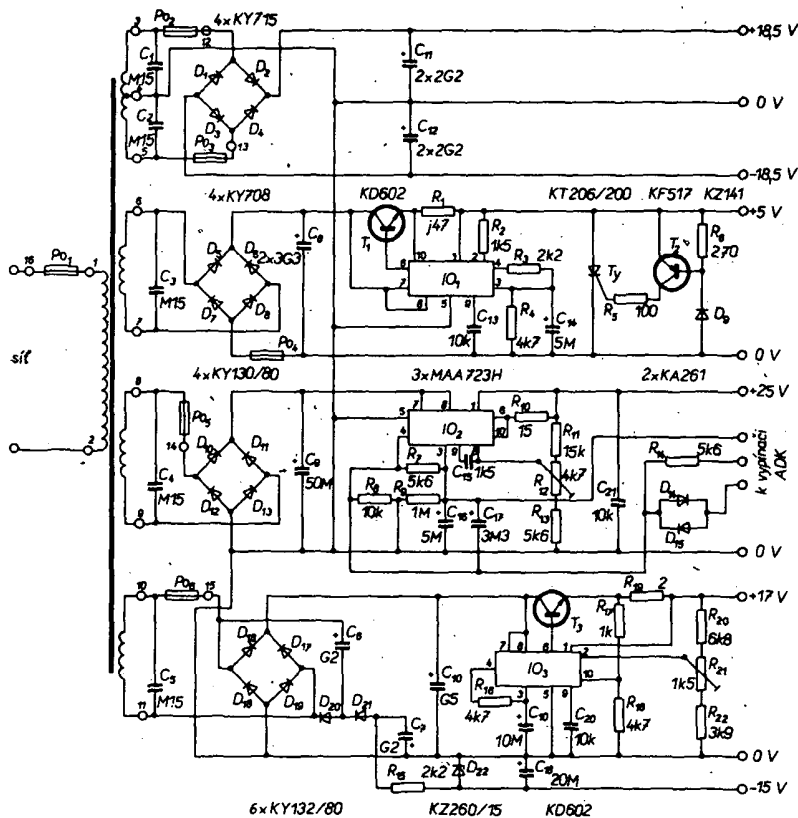
$$d_{6-7} = 1,13 \sqrt{\frac{1,2}{3,7}} = 0,65 \text{ mm CuL,}$$

$$d_{8-9} = 1,13 \sqrt{\frac{0,03}{3,7}} = 0,1 \text{ mm CuL,}$$

$$d_{10-11} = 1,13 \sqrt{\frac{0,2}{3,7}} = 0,26 \text{ mm CuL.}$$

Cívky navineme lakovanými dráty CuL a s proklady mezi vrstvami papírem tloušťky 0,1 mm a mezi vinutími lepenkou tloušťky 0,2 mm.

Dále si vypočítáme plochu vyplněnou vinutím, počet vrstev a výšku vinutí.



Obr. 1. Napájecí zdroj pro kvadrofonní Hi-Fi zesilovač.

Tab. 8. Údaje o konstrukci síťového transformátoru

Vinutí	Počet závitů	Průměr vodiče CuL [mm]	Délka vodiče [m]	Odpor vinutí [Ω]
1-2	819	0,45	148,5	17,44
3-4	48	1,12	9,31	0,175
4-5	48	1,12	9,31	0,175
6-7	37	0,67	8,1	0,41
8-9	88	0,1	19,27	43,8
10-11	88	0,265	19,27	6,24

Počet závitů na  $\text{cm}^2$  určíme z tabulek drátů podle ČSN 34-73-25.

Pro  $d = 0,45 \text{ mm CuL}$  . . . . . 360 z/ $\text{cm}^2$ ,  
 $d = 1,12 \text{ mm CuL}$  . . . . . 73 z/ $\text{cm}^2$ ,  
 $d = 0,65 \text{ mm CuL}$  . . . . . 170 z/ $\text{cm}^2$ ,  
 $d = 0,1 \text{ mm CuL}$  . . . . . 6000 z/ $\text{cm}^2$ ,  
 $d = 0,265 \text{ mm CuL}$  . . . . . 975 z/ $\text{cm}^2$ .

Skutečné spotřebovaná plocha:

vinutí 1-2  $A_1 = 2,28 \text{ cm}^2$ ,  
 vinutí 3-4-5  $A_2 = 2 \times 0,65 = 1,32 \text{ cm}^2$ ,  
 vinutí 6-7  $A_3 = 0,22 \text{ cm}^2$ ,  
 vinutí 8-9  $A_4 = 0,02 \text{ cm}^2$ ,  
 vinutí 10-11  $A_5 = 0,09 \text{ cm}^2$ ,  
 Celková plocha:  $A = 3,93 \text{ cm}^2$ .

Plocha okénka je pro jádro EI32  $\times$  40 6,2  $\text{cm}^2$ , takže se vinutí na danou plochu vejde.

Počet vrstev vinutí ( $v$ ) a výška vinutí ( $h$ ): použijeme-li lepenou kostru, máme k dispozici pro jednu vrstvu šířku 45 mm:

$v_{1-2}$  10 vrstev,  $h_{1-2} = 5,02 \text{ mm}$ ;  
 $v_{3-4-5}$  3 vrstvy,  $h_{3-4-5} = 3,52 \text{ mm}$ ;  
 $v_{6-7}$  0,6 vrstvy,  $h_{6-7} = 0,73 \text{ mm}$ ;  
 $v_{10-11}$  0,6 vrstvy,  $h_{8-9-10} = 0,31 \text{ mm}$ ;  
 celková výška = 9,58 mm,  
 proklady = 1,9 mm,  
 celkem 11,48 mm.

Výška okénka cívky je 15 mm, takže vinutí se na kostru vejdou. Bude je však třeba vinout pečlivě.

Dále si určíme střední délky závitů a z nich délku, odpor a hmotnost jednotlivých vinutí.

$l_{s\ 1-2} = 16,9 \text{ mm}$ ,  
 $l_{s\ 3-4-5} = 19,4 \text{ cm}$ ,  
 $l_{s\ 6-7, 8-9, 10-11} = 21,9 \text{ cm}$ .

Délka vinutí:

$l_{1-2} = 819 \cdot 16,9 = 138,41 \text{ m}$ ,  
 $l_{3-4-5} = 96 \cdot 19,4 = 18,62 \text{ m}$ ,  
 $l_{6-7} = 37 \cdot 21,9 = 8,1 \text{ m}$ ,  
 $l_{8-9} = 88 \cdot 21,9 = 19,27 \text{ m}$ ,  
 $l_{10-11} = 88 \cdot 21,9 = 19,27 \text{ m}$ .

Odpor vinutí  $R$ :

$R_{1-2} = 126 \cdot 0,13841 = 17,44 \Omega$ ,  
 $R_{3-4-5} = 0,0185 \cdot 18,62 = 0,35 \Omega$ ,  
 $R_{6-7} = 51 \cdot 0,0081 = 0,41 \Omega$ ,  
 $R_{8-9} = 2274 \cdot 0,01927 = 43,8 \Omega$ ,  
 $R_{10-11} = 324 \cdot 0,01927 = 6,24 \Omega$ .

Hmotnost vodičů pro vinutí:

$G_{1-2} = 1,417 \cdot 0,13841 = 0,196 \text{ kg}$ ,  
 $G_{3-4-5} = 8,54 \cdot 0,0081 = 0,069 \text{ kg}$ ,  
 $G_{6-7} = 3,15 \cdot 0,0081 = 0,026 \text{ kg}$ ,  
 $G_{8-9} = 0,07 \cdot 0,01927 = 0,001 \text{ kg}$ ,  
 $G_{10-11} = 0,49 \cdot 0,01927 = 0,01 \text{ kg}$ ;

Celková hmotnost vodičů pro vinutí je 0,302 kg.

Odpory vinutí přepočtené na primární stranu a úbytek napětí na vinutí:

$$R_{tr} = R_{1-2} + R_{3-4-5} \frac{I_{3-4-5}}{I_{1-2}} \frac{n_{1-2}}{n_{3-4-5}} = 17,44 + 0,35 \frac{3,6}{0,586} \frac{819}{96} = 35,78 \Omega,$$

$$\Delta U = \frac{\Delta U}{U_{1-2}} \cdot 100 \% = \frac{R_{tr} I_1}{U_1} \cdot 100 = \frac{35,78 \cdot 0,586}{220} \cdot 1000 = 9,53 \%,$$

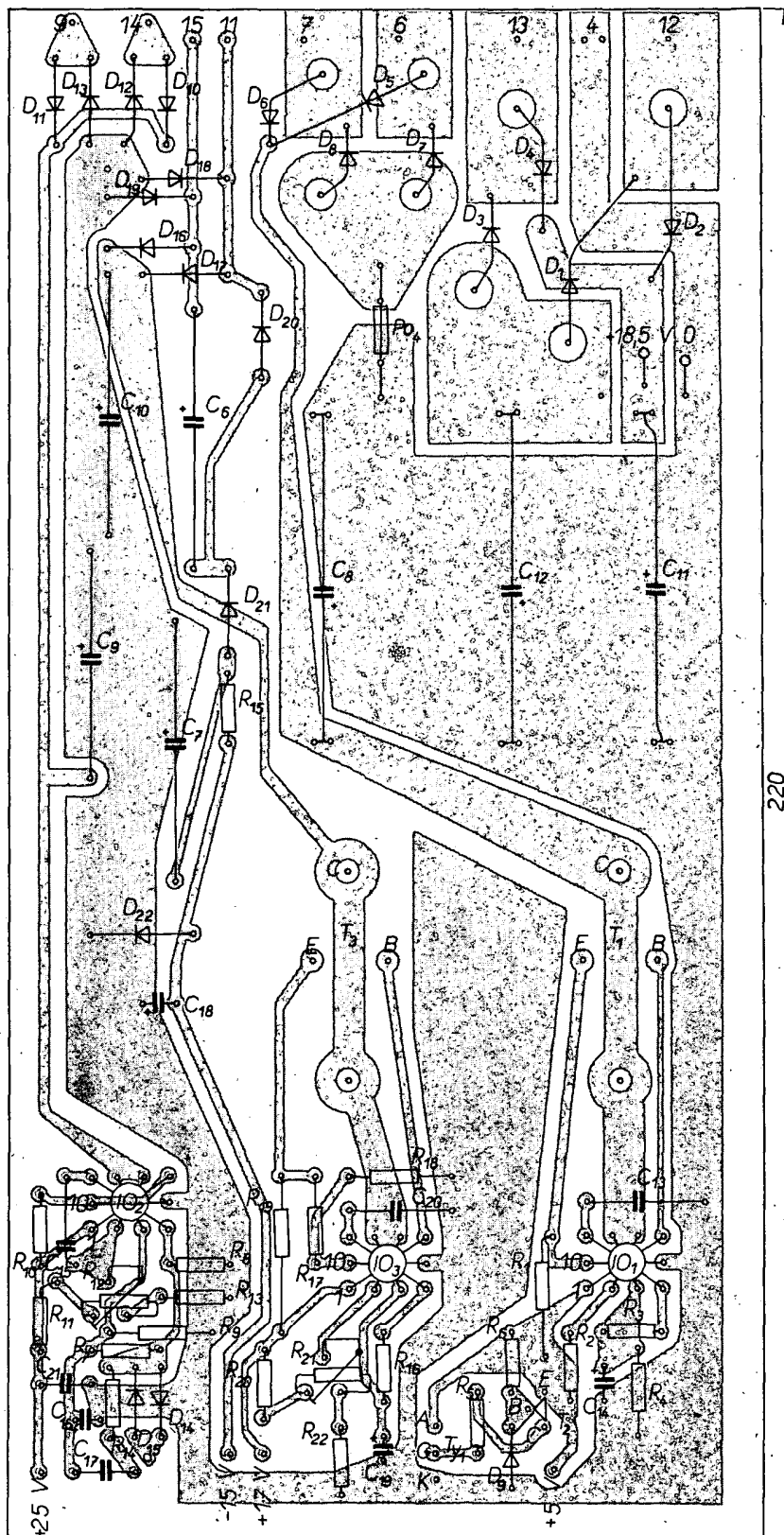
Ztráty a oteplení vinutí:

$$P_R = P \frac{I_{1-2} R_{1-2}}{U_{1-2}} = \frac{0,586 \cdot 35,78}{220} \cdot 112,36 = 10,71 \text{ W},$$

$$\theta_s = \frac{P_R}{k S_s} = \frac{10,71}{18 \cdot 10^{-3} \cdot 92} = 64,67 ^\circ \text{C}.$$

Tab. 9. Výsledky měření na zdroji

Vinutí	U [V]	I [A]	U [V]	I [A]	U [V]	I [A]	U [V]	I [A]	U [V]	I [A]	U [V]	I [A]
1-2	225	0,062	4	—	—	—	—	—	—	—	—	—
3-4	13	0	+12,2	4	13,75	3,00	15	1,9	15,4	0,84	+19	—
4-5	13	0	-12,2	4,2	-13,75	3,0	-15	1,9	-15,4	0,84	-19	0
6-7	10,8	0	+4,8	1,2	4,8	1,16	4,8	1,16	4,9	0	—	—
8-9	24	0	25	0,031	25	0,031	25	0,03	25	0,03	25	0
10-11	24	0	17	0,42	17	0,42	17	0,42	17	0,42	17	0
			-7,6	0,01	-7,6	0,01	-7,8	0,01	-7,9	0,01	-14	0



Obr. 2a. Osazená deska zdroje

Ztráty a oteplení jádra:

$$P_j = G_{\mu} = 1,2 \cdot 1,92 \cdot 3 = 6,9 \text{ W},$$

$$\vartheta_j = \frac{P_j}{kS_j} = \frac{6,9 \cdot 10^4}{18 \cdot 243} = 15,78 \text{ }^{\circ}\text{C}.$$

$$I_M = \frac{H_{et} l_j}{n_{1-2}} =$$

$$= \frac{280 \cdot 17,8}{819 \cdot 100} = \frac{6,085}{100} = 0,06085 \text{ A},$$

$$I_j = \frac{P_j}{U_1} = \frac{6,9}{220} = 31,36 \text{ mA},$$

$$I_0 = \sqrt{I_M^2 + I_j^2} = \sqrt{0,06085^2 + 0,03136^2} = 68,46 \text{ mA}.$$

Provedení cívkového tělíska (kostry) transformátoru a rozmístění vývodů je na obr. 4. Měřením bylo zjištěno, že proud naprázdno je 60 mA, což s dostatečnou přesností odpovídá výpočtu. Počty závitů jsou v tabulce (tab. 8).

Zapojení celého zdroje je na obr. 1. Ze symetrického vinutí 3–4–5 jsou napájeny výkonové koncové stupně. Střídavé napětí je usměrněno diodami  $D_1$  až  $D_4$  a vyhlazeno kondenzátory  $C_{11}$ ,  $C_{12}$ . Proti přetížení je vinutí 3–4–5 chráněno pojistkami  $PO_2$ ,  $PO_3$  a proti pronikání vř. rušení jak ze sítě, tak i zpět do sítě, kondenzátory  $C_1$ ,  $C_2$ . Stejnou funkci mají i kondenzátory  $C_3$ ,  $C_4$ ,  $C_5$  připojené paralelně k ostatním vinutím.

Z vinutí 6–7 je po usměrnění diodami  $D_5$  až  $D_8$  napětí přivedeno na stabilizátor s  $T_{11}$ ,  $IO_1$ , na jehož výstupu je k dispozici napětí +5 V pro napájení obvodů TTL. Odpor  $R_1$  je nastaven maximální proud a odporem  $R_4$  můžeme regulovat výstupní napětí. Vzhledem k tomu, že tento zdroj napájí drahé obvody (digitální stupnice), je na jeho výstupu zapojen zkratovací obvod, který přepálí pojistku  $PO_4$ , zvětší-li se výstupní napětí nad 5,1 až 5,3 V. Transistor  $T_2$  v tomto případě povede a otevře tyristor. Výstupní napětí, při němž se transistor otevře, je určeno odporem  $R_6$  a diodou  $D_9$ .

Stejnoseměrné napětí pro stabilizovaný zdroj ladícího napětí a napětí pro napájení senzorů je získáno usměrněním střídavého napětí z vinutí 8–9 diodami  $D_{10}$  až  $D_{13}$ . Výstupní napětí můžeme měnit odporem  $R_{12}$ . Na vývody 3–4  $IO_2$  je přiváděno ss napětí z výstupu detektoru FM. Rozsah obvodu ADK je omezen diodami  $D_{14}$ ,  $D_{15}$ , které jsou zapojeny proti sobě.

Z posledního vinutí 10–11 jsou získávána dvě napětí. Kladné napětí je usměrňováno diodami  $D_{16}$  až  $D_{19}$  a stabilizováno tranzistorem  $T_3$  a integrovaným obvodem  $IO_3$ . Jeho velikost můžeme nastavit odporem  $R_{21}$  a maximální výstupní proud odporem  $R_{19}$ . Záporné napětí je získáváno zdvojnásobkem napětí  $D_{20}$ ,  $C_6$ ,  $D_{21}$ ,  $C_7$  a stabilizováno Zenerovou diodou  $D_{22}$ . Oba zdroje je nutno měřit současně.

Deska s plošnými spoji zdroje je na obr. 2. Na obr. 3 je deska s plošnými spoji držáku pojistek, který je přišroubován na transformátor. Na obr. 5a je rámeček (šasi) pro konstrukci zdroje a na obr. 5b výkres chladiče použitého ve zdroji. Výsledky měření jsou uvedeny v tab. 9.

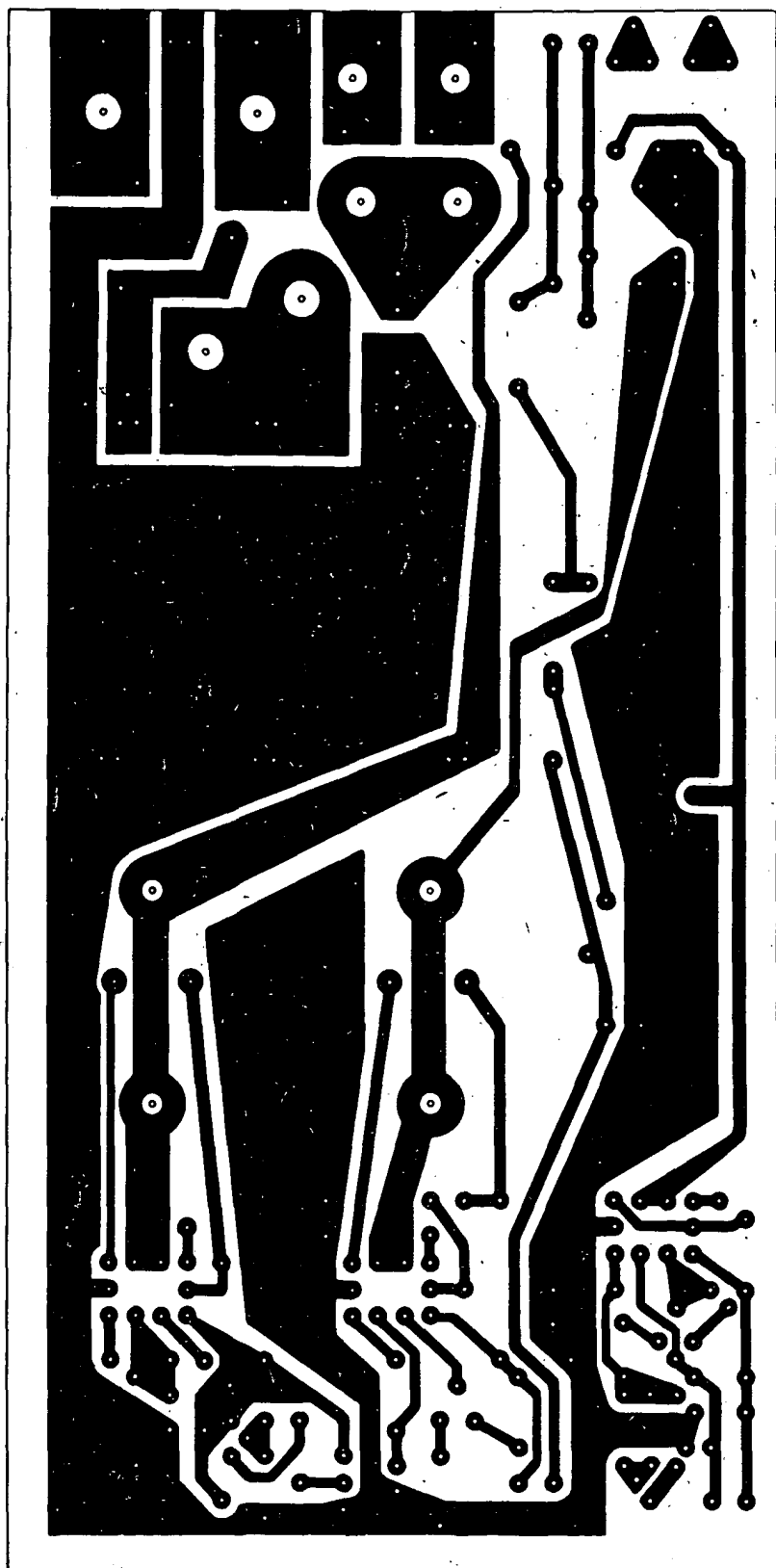
#### Seznam součástek

##### Polovodičové prvky

$D_1$ až $D_4$	KY715
$D_5$ až $D_8$	KY708
$D_9$	KZ141 (KZ260/5V1, vybrat na $U_Z = 5,3 \text{ V}$ )
$D_{10}$ až $D_{13}$	KY130/80
$D_{14}$ , $D_{15}$	KA261 (KA206)
$D_{16}$ až $D_{21}$	KY132/80
$D_{22}$	KZ260/15
$T_1$	KT206/200
$T_2$	KD602
$T_3$	KF517
$IO_1$ až $IO_3$	MAA723 H

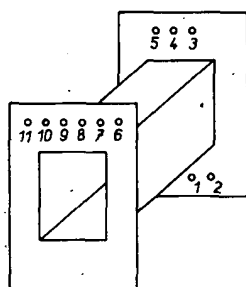
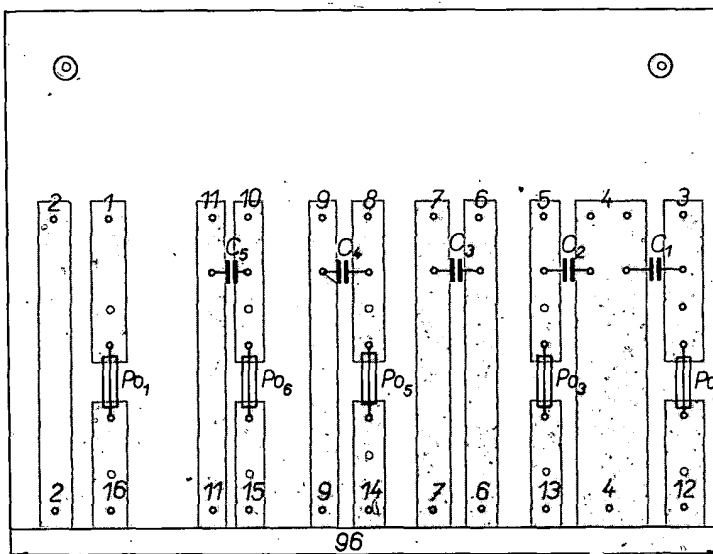
##### Odpory a odporové trimry

$R_1$	TR 153, 0,47 $\Omega$ (nebo navinout z drátu na odpor 1 W)
$R_2$	TR 112, 1,5 k $\Omega$
$R_3$	TR 112, 2,2 k $\Omega$
$R_4$	TR 112, 4,7 k $\Omega$
$R_5$	TR 112, 100 $\Omega$
$R_6$	TR 112, 270 $\Omega$
$R_7$	TR 112, 5,6 k $\Omega$
$R_8$	TR 112, 10 k $\Omega$
$R_9$	TR 112, 1 M $\Omega$ (možno vypustit)
$R_{10}$	TR 112, 15 $\Omega$
$R_{11}$	TR 112, 15 k $\Omega$

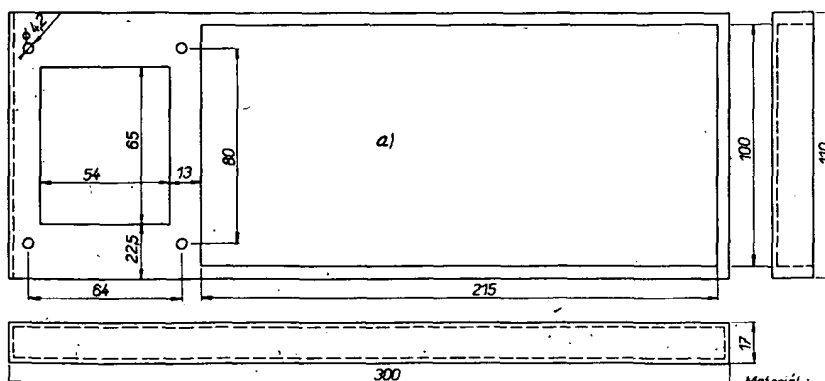
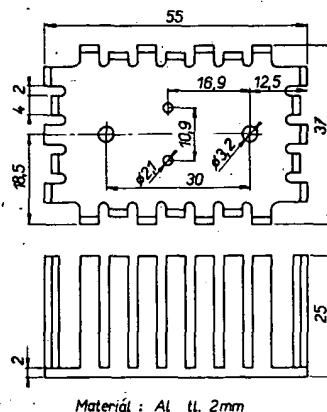




Obr. 3. Deska s plošnými spoji zdroje (M222) a deska, osazená součástkami



Obr. 4. Vývody síťového transformátoru



Obr. 5. Základní rozměry šasi a chladiče zdroje

$R_{12}$	TP 011, 4,7 k $\Omega$
$R_{13}, R_{14}$	TR 112, 5,6 k $\Omega$
$R_{15}$	TR 112, 2,2 k $\Omega$
$R_{16}$	TR 112, 4,7 k $\Omega$
$R_{17}$	TR 112, 1 k $\Omega$
$R_{18}$	TR 112, 4,7 k $\Omega$
$R_{19}$	TR 635, 2 $\Omega$
$R_{20}$	TR 112, 6,8 k $\Omega$
$R_{21}$	TP 011, 1,5 k $\Omega$
$R_{22}$	TR 112, 3,9 k $\Omega$

#### Kondenzátory

$C_1, C_2, C_3$	TC 180, 0,15 $\mu$ F
$C_4, C_5$	TE 988, 200 $\mu$ F
$C_6, C_7$	TE 674, 3300 $\mu$ F
$C_8$	(2 ks paralelně)
$C_9$	TE 988, 50 $\mu$ F
$C_{10}$	TE 986, 500 $\mu$ F
$C_{11}, C_{12}$	TE 675, 2200 $\mu$ F
	(2 ks paralelně)
$C_{13}, C_{20}, C_{21}$	TK 744, 10 nF
$C_{14}, C_{16}$	TE 004, 5 $\mu$ F
$C_{15}$	TC 281, 1,5 nF
$C_{17}$	TE 125, 3,3 $\mu$ F
$C_{18}$	TE 005, 20 $\mu$ F
$C_{19}$	TE 004, 10 $\mu$ F

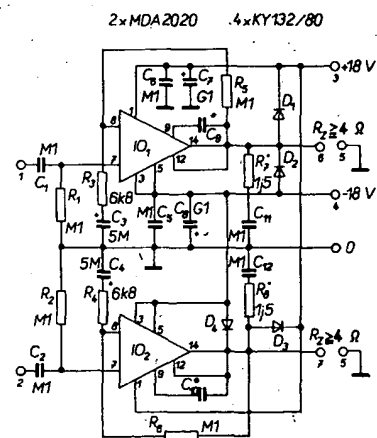
#### Pojistky

$P_{01}$	0,75 A
$P_{02}, P_{03}$	5 A
$P_{04}$	2 A
$P_{05}$	0,16 A
$P_{06}$	0,56 A
Pojistkový držák 7AA65 412, 12 ks	

#### Výkonový stereofonní zesilovač 2 $\times$ 15 W

Integrovaný obvod MDA2020 je výkonový operační zesilovač ve čtyřřadovém pouzdře s měděnou destičkou na horní ploše pouzdra. Tento obvod se používá jako nf výkonový zesilovač s maximálním špičkovým proudem 3,5 A. Harmonická zkreslení MDA2020 jsou velmi malá. IO má vestavěnou pojistku proti zkratu a proti tepelnému přetížení. Maximální napájecí napětí při symetrickém napájení je  $\pm 22$  V (další parametry byly uvedeny v minulém čísle AR pro konstruktéry).

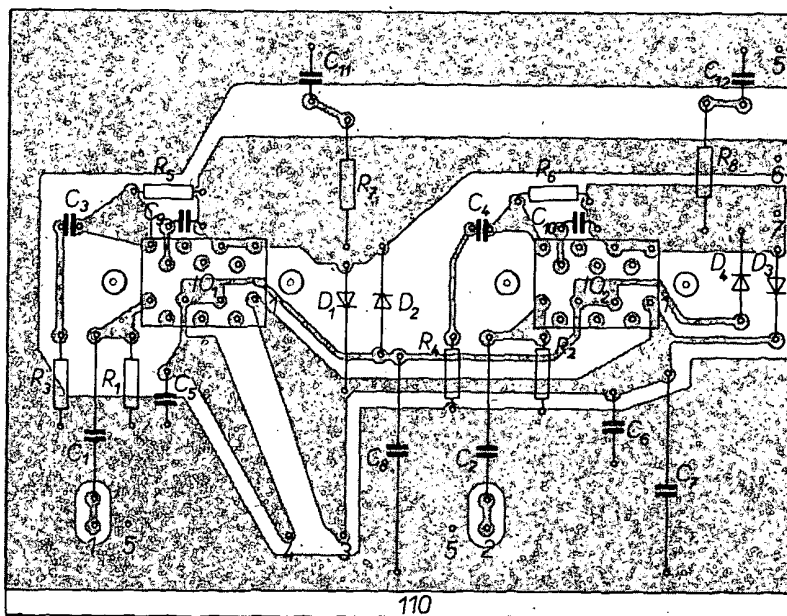
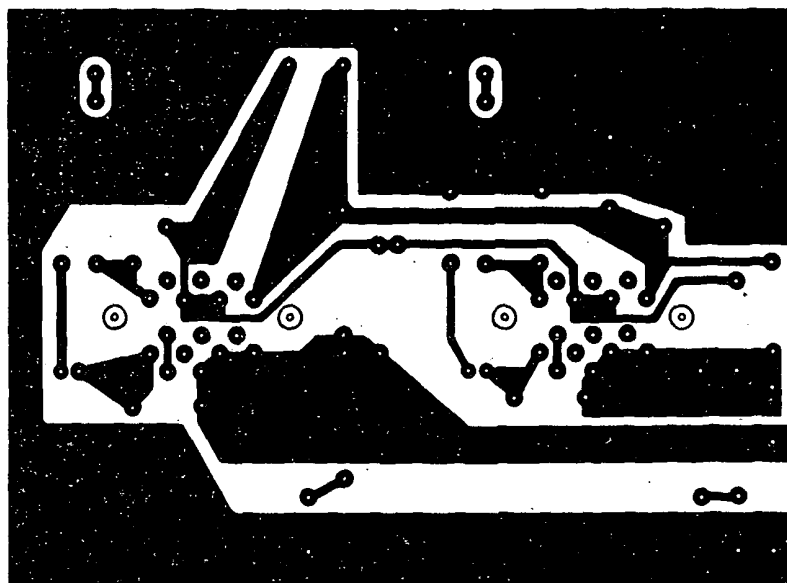
Na obr. 6 je zapojení stereofonního zesilovače se symetrickým napájením  $\pm 19$  V (bez vybuzení). Oba IO jsou připájeny do desky s plošnými spoji přes podložku (která se dodává současně s IO) ze strany plošných spojů. K chladiči (profil 610 délky 80 mm, viz AR 9/74) jsou IO s deskou s plošnými



Obr. 6. Stereofonní zesilovač s integrovanými obvody MDA2020 (kondenzátory  $C_9$  a  $C_{10}$  mají kapacitu 68 až 82 pF)

Tab.10. Parametry zesilovače s MDA2020

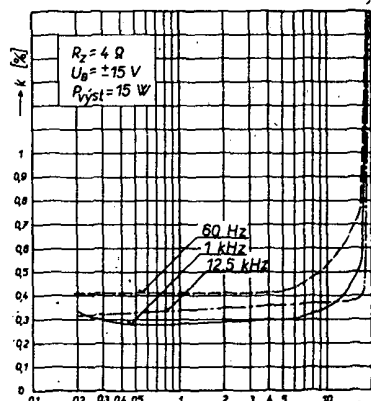
Parametr	Změřená velikost
Kmitočtový rozsah	20 Hz až 150 kHz ( $-3$ dB, $U_{\text{sat}} = 400$ mV)
Zatěžovací impedance	$4 \Omega$
Napájecí napětí	$\pm 18,5$ V při $P = 0$ W; $\pm 14,5$ V při $P = 2 \times 15$ W
Vstupní odpor	$82$ k $\Omega$
Výstupní odpor	$0,16 \Omega$
Klidový proud	$\pm 85$ mA
Proud ze zdroje při $P = 2 \times 15$ W	$1,9$ A
Vstupní napětí pro $P = 15$ W	$540$ mV



Obr. 7. Deska s plošnými spoji zesilovače z obr. 6 (M223) a deska, osazená součástkami (IO připájeny ze strany mědi)

spoji připevněny přes slidové podložky čtyřmi šrouby M3, neboť na měděnou vložku je vyvedeno záporné napětí. Aby bylo dosaženo co nejlepšího tepelného odporu, jsou stýčné plochy natřeny silikovou vazelinou.

Obr. 8. Závislost zkreslení na výkonu pro tři kmitočty



Deska s plošnými spoji je na obr. 7 spolu s rozložením součástek. Závislost zkreslení na výstupním výkonu pro kmitočty 40 Hz, 1 kHz a 12 kHz je na obr. 8. Klidový proud celého stereofonního zesilovače je s ostatními parametry uveden v tab. 10. Diody  $D_1$  až  $D_4$  chrání IO proti napěťovým špičkám.

#### Seznam součástek

##### Polovodičové prvky

$D_1$  až  $D_4$  KY132/80  
 $IO_1$ ,  $IO_2$  MDA2020

##### Odpory

$R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_6$  TR 112, 100 k $\Omega$ , 5 %  
 $R_4$ ,  $R_5$  TR 112, 6,8 k $\Omega$   
 $R_7$ ,  $R_8$  TR 144, 1 až 1,5  $\Omega$

##### Kondenzátory

$C_1$ ,  $C_2$  TC 181, 0,1  $\mu$ F  
 $C_3$ ,  $C_4$  TE 004, 5  $\mu$ F  
 $C_5$ ,  $C_6$ ,  $C_{11}$ ,  $C_{12}$  TK 764, 0,1  $\mu$ F  
 $C_7$ ,  $C_8$  TE 986, 100  $\mu$ F  
 $C_9$ ,  $C_{10}$  68 až 82 pF

#### Jakostní mf zesilovač s integrovanými obvody pro FM

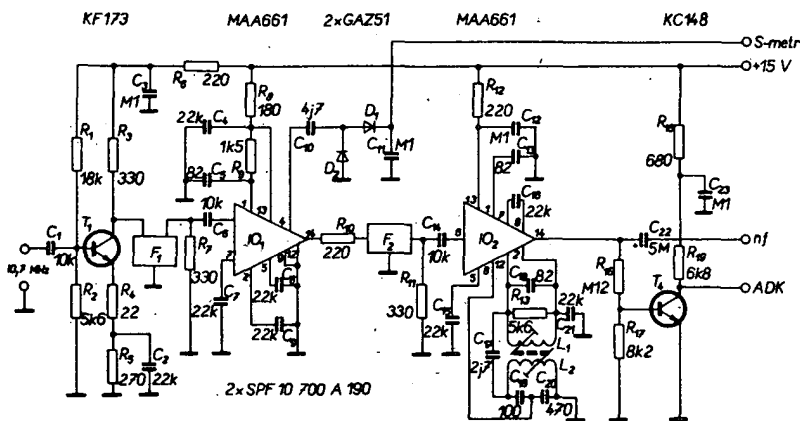
Na obr. 9 je zapojení mf zesilovače s integrovanými obvody pro rozhlas na VKV. Vstupní signál je přes kondenzátor  $C_1$  přiveden do báze tranzistoru  $T_1$ , který ho zesílí asi  $15\times$ . Zesílení je určeno poměrem odporů  $R_3$  a  $R_4$ . Odpor  $R_4$  zvedá stabilitu zapojení. Do kolektoru  $T_1$  je připojen piezokeramický filtr  $F_1$  (typ SPF10700 A190, výrobek Keramische Werke Hermansdorf z NDR). Výstupní napětí z filtru je přes kondenzátor  $C_6$  přivedeno na vstup prvního integrovaného obvodu  $IO_1$  (MAA661). Obvod detektoru, který je využit jako další zesilovač, musíme desymetrizovat uzemněním vývodu 12. Větší šířky pásma dosáhneme zapojením odporu  $R_6$  mezi vývody 1–13. Aby bylo možno přenášet stereofonní signál, musí mít kondenzátor  $C_5$  malou kapacitu (asi 100 pF). Na vývod 4 je přes kondenzátor  $C_{10}$  připojen zdvojnásob napětí ( $D_1$ ,  $D_2$ ,  $C_{11}$ ) pro S – metr. S – metr indikuje výstupní napětí lineárně až do okamžiku, v němž začne být omezen vstupní signál v  $IO_1$ . Filtr  $F_2$  je připojen na výstup  $IO_1$  přes odpor  $R_{10}$ , který přizpůsobuje vstupní impedanci  $IO_1$  (asi 100  $\Omega$ ) impedanci filtru. Na výstup filtru je přes kondenzátor  $C_{14}$  připojen  $IO_2$  (MAA661), který pracuje jako zesilovač a koincidenční detektor.

Zapojení detektoru je poněkud neobvyklé. Je použita pásmová propust s podkritickou vazbou  $kQ = 0,7$  až  $0,8$ , který zmenšuje zkreslení signálu oproti zapojení s jednoduchým obvodem. Výstupní napětí je menší, než při použití jednoduchého obvodu. Pokud bychom potřebovali větší výstupní napětí, zvětšíme kapacitu kondenzátoru  $C_{17}$ , musíme však počítat s větším zkreslením.

Napětí ADK je pro další zpracování invertováno tranzistorem  $T_4$ . Správnou velikost napětí ADK na kolektoru  $T_4$  nastavíme odporem  $R_{17}$ .

Mf zesilovač je zapojen na desce s plošnými spoji (obr. 10). Na obr. 10 je i rozložení součástek. Prázdné díry v desce s plošnými spoji jsou určeny pro součástky šumové brány, s jejíž konstrukcí se počítá do budoucna. Všechny kondenzátory kromě  $C_{20}$  (styroflex) a  $C_{23}$  jsou keramické.

Integrované obvody jsou zasunuty v ohýmkách. Keramické filtry jsou k desce mechanicky připevněny dráty o  $\varnothing$  0,8 mm, ohnutými do tvaru U a zapájenými do desky



Obr. 9. Jakostní mf zesilovač FM s IO

# Seznam součástek

## Polovodičové prvky

IO1, IO2	MAA661
T1	KF173
T2	KC148
D1, D2	GAZ51

## Odpory

R1	TR 112, 18 kΩ
R2, R13	TR 112, 5,6 kΩ
R3, R7, R11	TR 112, 330 Ω
R4	TR 112, 22 Ω
R5	TR 112, 270 Ω
R6, R10, R12	TR 112, 220 Ω
R8	TR 112, 180 Ω
R9	TR 112, 1,5 kΩ
R16	TR 112, 0,12 MΩ
R17	TR 112, 8,2 kΩ
R18	TR 112, 680 Ω
R19	TR 112, 6,8 kΩ

## Kondenzátory

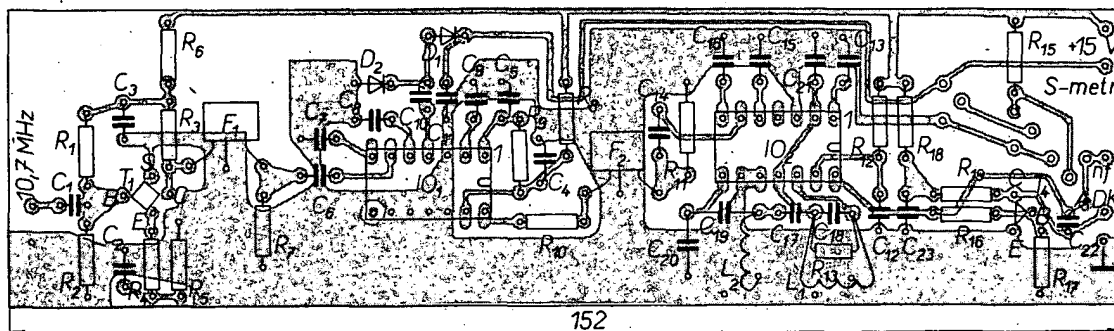
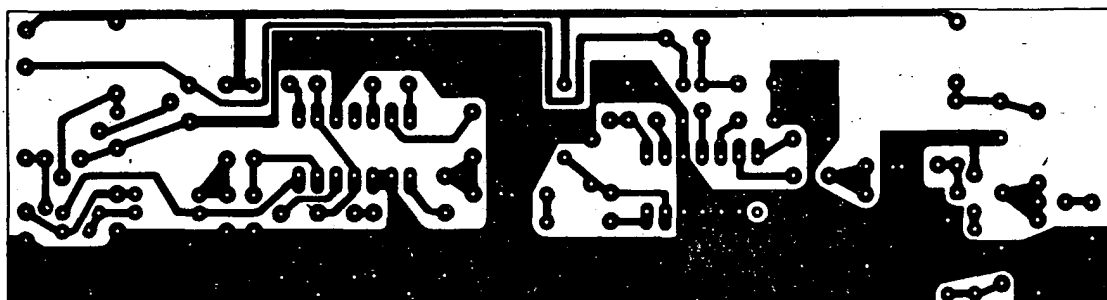
C1, C6, C14	TK 783, 10 nF
C2, C4, C7	
C8, C9, C15	
C16, C21	TK 783, 22 nF
C3, C11	
C12, C23	TK 783, 0,1 μF
C5, C13, C18	TK 754, 82 pF
C10	TK 754, 4,7 pF
C17	TK 755, 2,7 pF
C19	TK 754, 100 pF

s plošnými spoji. Kondenzátory  $C_{17}$  a  $C_{18}$ , odpor  $R_{13}$  a cívka  $L_1$  jsou v jednom krytu a kondenzátory  $C_{19}$  a  $C_{20}$  s cívkou  $L_2$  v druhém krytu.

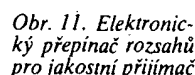
## Parametry zesilovače

Vstupní citlivost pro poměr s/š a zdvih 22,5 kHz: 2 μV.  
Vstupní citlivost pro omezení: 3,5 až 5 μV.

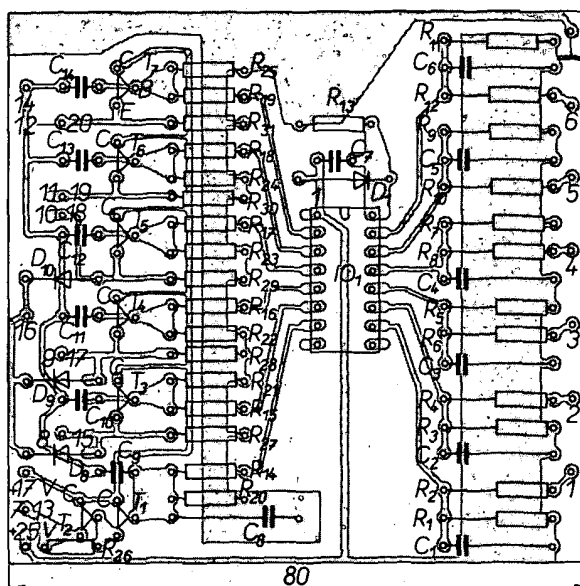
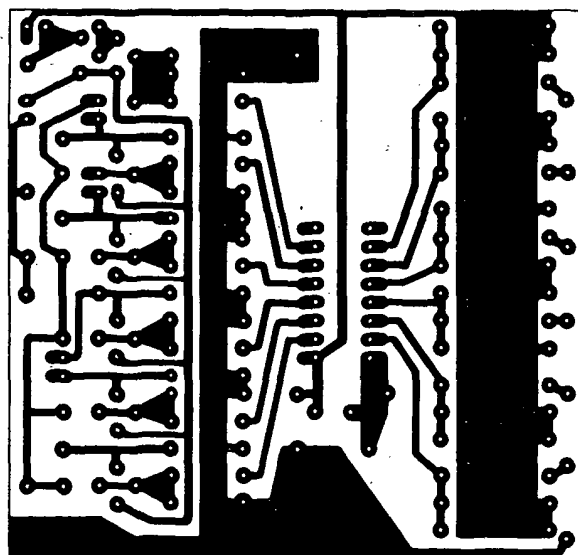
Napájecí napětí: 15 V, stab.  
Napájecí proud: 38 mA.  
Šířka pásma celého mf zesilovače (-3 dB): 180 kHz.  
Selektivita (±300 kHz): 67 dB.  
Šířka pásma detektoru: 500 kHz.  
Potlačení AM (f ±50 kHz,  $U_{AM} = 500 \mu V$ ): > 40 dB.  
Napětí ADK při vyladění: 9 V (8 až 10 V).  
Napětí na S-metru: 0 až 0,3 V.



6xLQ100  
3xKA205

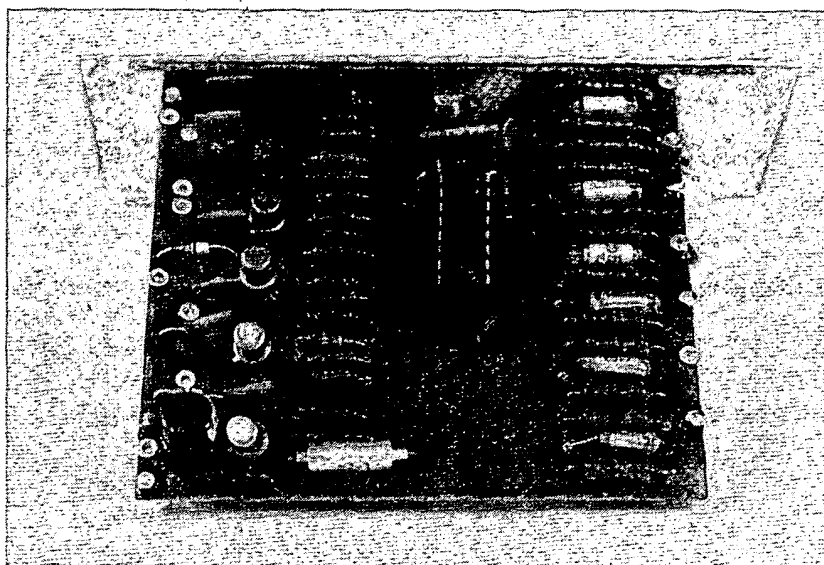


Li, Lj 20 závitů drátu o  $\varnothing$  0,2 mm CuL  
jádro M4 x 0,5 x 10 mm, N 05 (modré)  
kostra QA26145  
kryt QA69162



Obr. 12. Deska přepínače z obr. 11 (M225) a deska, osazená součástkami

Senzorem S<sub>1</sub> spínáme diel prijímače VKV. Tento senzor sepne automaticky vždy pri zapnutí prijímača. Na výstupe 1 (vývod 7 IO<sub>1</sub>, viz. obr. 12) bude napätie 25 V, ktorým je napájaní i IO. Toto napätie je získané zo zdroje ladičích napätí (viz napájanie zdroju pri prijímači Hi-Fi, obr. 1 kon-



mf zesilovače, dekodéru a případně tranzistorů, použitých v sumové bráně apod. Maximální proud, který můžeme odebrat z emitoru  $T_2$ , je 120 mA. Kolektory všech tranzistorů jsou připojeny na napětí 17 V. Přes kondenzátor  $C_2$  je řízen monostabilní klopný obvod, ovládající zkratovací tranzistory

v cestě nf signálu. Tutéž funkci mají i kondenzátory  $C_{10}$  až  $C_{14}$ .

Senzory  $S_2$  (krátké vlny),  $S_3$  (střední vlny) a  $S_4$  (dlouhé vlny) jsou určeny pro spínání dílu AM přijímače. Dotkneme-li se senzoru  $S_2$ , na výstupu 2 (vývod 6) se objeví ss napětí (+25 V), které přes odporový dělič  $R_{15}$ ,  $R_{21}$  sepne tranzistor  $T_3$ , na jehož emitoru bude pak napětí 16,7 V pro spínací diody ve vstupních obvodech a oscilátoru AM krátkých vln dílu AM a zároveň rozsvítí indikační prvek. Přes diodu  $D_8$  se přivede napájecí napětí asi 15 V na vf zesilovač, oscilátor, směšovač mf zesilovač dílu AM přijímače. Současně tímto napětím spínáme diody v nf části. Stejně pracují i součásti v obvodu senzorů  $S_3$  a  $S_4$ . Diody  $D_8$ ,  $D_9$ ,  $D_{10}$  oddělují emitory nesepnutých tranzistorů od emitoru sepnutého tranzistoru. Maximální proud, odebraný z emitoru sepnutého tranzistoru, je 40 mA. Senzory  $S_5$  a  $S_6$  slouží pro připojení gramofonu a magnetofonu k nf dílu přijímače. Napětí pro příslušné spínací diody je odebráno z emitorů  $T_6$  nebo  $T_7$ , z nichž je možno napájet i potřebné předzesilovače. Maximální odebraný proud může být až 40 mA.

Celý přepínač je zapojen na desce s plošnými spoji (obr. 12). Na obr. 12 je i rozložení součástek. Vlastní senzory jsou zhotoveny z neizolovaných hliníkových zdírek s vnitřním průměrem 4 mm, do nichž je zalisován instalační vodič AGY. Pod maticemi jsou pájecí očka, k nimž jsou připojeny vnější pláště žárovek (nebo jeden vývod diody). Na druhý vývod žárovek (diod) je připájen jeden konec předřadného odporu. Jeho druhý konec je zapájen do desky s plošnými spoji.

#### Seznam součástek

##### Odpory

$R_{11}, R_{12}, R_{13}$	TR 152, 10 MΩ
$R_{10}, R_{11}, R_{12}$	TR 112, 6,8 kΩ
$R_{13}$	TR 112, 15 kΩ
$R_{14}$	TR 112, 18 kΩ
$R_{15}, R_{17}$	TR 112, 22 kΩ
$R_{18}, R_{19}$	TR 112, 22 kΩ
$R_{20}, R_{21}, R_{22}$	TR 112, 0,47 MΩ
$R_{23}, R_{24}, R_{25}$	TR 112, 1 kΩ
$R_{26}$	TR 112, 12 kΩ
$R_{27}, R_{28}, R_{29}$	TR 112, 12 kΩ
$R_{30}, R_{31}$	TR 112, 1,5 kΩ (TR 151,
$R_{32}, R_{33}, R_{34}$	220 Ω pro žárovky)
$R_{35}, R_{36}, R_{37}$	

##### Kondenzátory

$C_1, C_2, C_3$	TC 281, 560 pF
$C_4, C_5, C_6$	TK 783, 0,1 μF
$C_7$	

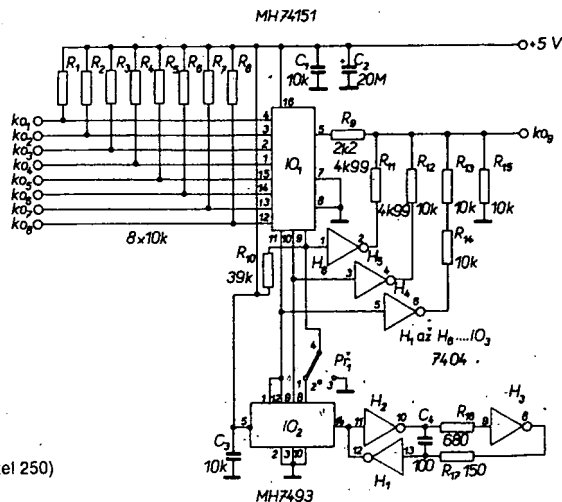
Obr. 13. Osmikanálový přepínač k osciloskopu

$C_8$	TE 988, 0,5 μF
$C_9, C_{10}, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{14}$	TK 783, 10 nF
<b>Polovodičové prvky</b>	
$IO_1$	MAS561
$T_1, T_3, T_4$	KC148 (zesil. činitel 250)
$T_5, T_6, T_7$	KF507
$T_2$	KY130/80
$D_1$	KY130/80
$D_2, D_3, D_4$	LQ100
$D_5, D_6, D_7$	KA206 (KY130/80)
$D_8, D_9, D_{10}$	

#### Osmikanálový elektronický přepínač k osciloskopu

Na obr. 13 je zapojení jednoduchého osmikanálového elektronického přepínače k osciloskopu, pomocí něhož můžeme na obrazovce současně sledovat až osm průběhů. Tento přepínač je vhodný zejména pro sledování časových a impulsních průběhů v obvodech TTL. Hradla  $H_1$ ,  $H_2$  a  $H_3$  jsou zapojena jako oscilátor hodinového kmitočtu 10 MHz, který dělíme osmi integrovaným obvodem  $IO_2$ . Signály z výstupů  $Q_A$ ,  $Q_B$  a  $Q_C$  (vývody 12, 9, 8) řídíme jednak spínání multiplexeru  $IO_1$  a zároveň přes invertory  $H_4$ ,  $H_5$ ,  $H_6$  polohu sledovaného signálu na obrazovce osciloskopu. Při každém signálu hodinového kmitočtu (po vyladění) propojí multiplexer na výstup jednu z osmi vstupních informací. Poloha vstupní informace na obrazovce je závislá na stavu děliče. Přepínačem  $P_1$  můžeme volit počet zobrazených průběhů. V poloze 1 je zobrazeno všech osm vstupních signálů v poloze 2 jen signály 5 až 8 a v poloze 3 jen signály ze vstupů 1 až 4. Odpory  $R_{11}$  až  $R_{15}$  (na jejich absolutní hodnotě nezáleží, volíme-li je v rozsahu 1 až 10 kΩ) by měly mít co nejmenší tolerance, aby byl odstup jednotlivých úrovní vstupních signálů na obrazovce pravidelný.

Na obr. 14 je deska s plošnými spoji spolu s rozložením součástek. Přepínač  $P_1$  a vstupní a výstupní souosé konektory jsou mimo desku s plošnými spoji. Obvod napájení je proti nežádoucím vlivům blokován kondenzátory.



#### Technické údaje

Napájecí napětí:	5 V.
Odebíraný proud:	80 mA.
Kmitočet oscilátoru hodinového signálu:	10 MHz.
Max. sledovaný kmitočet:	12 MHz.

#### Seznam součástek

##### Integrované obvody

$IO_1$	MH74151
$IO_2$	MH7493
$IO_3$	MH7404

##### Odpory

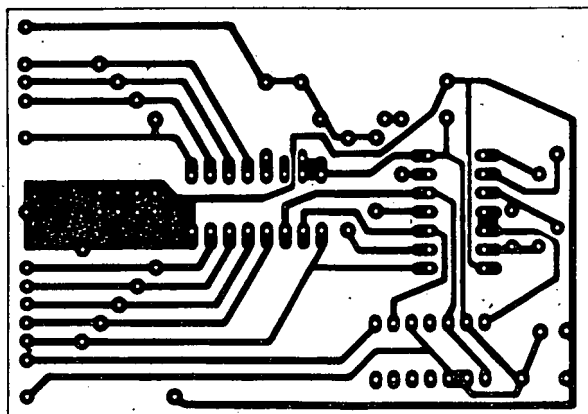
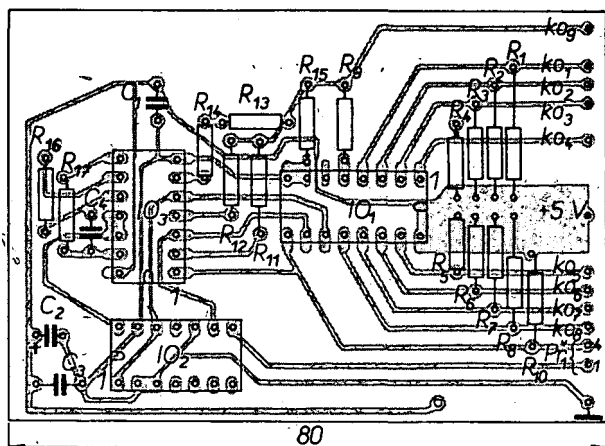
$R_{11}, R_{12}, R_{13}$	TR 112, 10 kΩ, 5 %
$R_{14}, R_{15}, R_{16}$	TR 112, 2,2 kΩ
$R_{17}, R_{18}$	TR 112, 39 kΩ
$R_{19}$	TR 191, 4,99 kΩ, 1 %
$R_{20}, R_{21}$	TR 191, 10 kΩ, 1 %
$R_{22}, R_{23}$	TR 112, 680 Ω
$R_{24}$	TR 112, 150 Ω

##### Kondenzátory

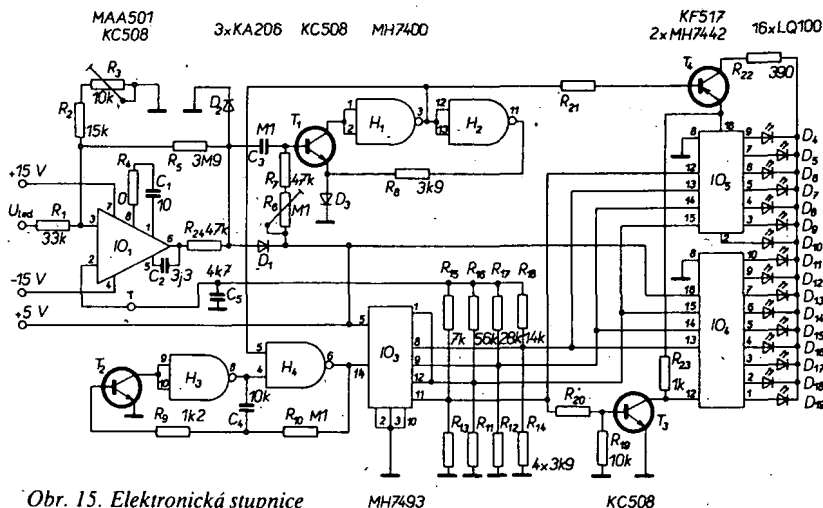
$C_1, C_3$	TK 783, 10 nF
$C_2$	TE 004, 20 μF
$C_4$	TK 754, 100 pF

##### Ostatní součástky

$P_1$	WK 533-15
$KO_1$ až $KO_9$	Hf Steckdose 22-6,7 (NDR)



Obr. 14. Deska s plošnými spoji přepínače z obr. 12 (M226) a deska, osazená součástkami



Obr. 15. Elektronická stupnice

### Elektronická stupnice

Dříve používané stupnice přijímačů s mechanickým převodem jsou stále více nahražovány stupnicemi elektronickými.

Elektronické stupnice pracují na základě dvou principů:

1. Indikují digitální kmitočet oscilátoru, od něhož je odečten mf kmitočet, což znamená, že na indikátoru je pak indikován kmitočet vstupního signálu. Tyto stupnice jsou velmi přesné, avšak vyžadují od obsluhy znalost kmitočtu vysílače.

2. Druhý typ stupnice pracuje na principu běžícího bodu. Využívá se zde převodníku napětí-kmitočet. Kmitočet je dekodován dekodérem, na jehož výstup jsou připojeny diody LED.

V této konstrukci si popíšeme stupnici na principu běžícího bodu (obr. 15). Hradla  $H_3$ ,  $H_4$  s tranzistorem  $T_2$  jsou zapojeny jako astabilní multivibrátor – oscilátor signálu hodinového kmitočtu. Po připojení napájecího napětí se nabije kondenzátor  $C_4$ , určující kmitočet hodinového signálu, přes odpor  $R_6$  a přechod emitor-báze tranzistoru  $T_2$ . Tranzistor  $T_2$  sepne a na výstupu hradla  $H_3$  bude úroveň log. 1. Ke konci relativně krátké doby nabíjení se proud do báze  $T_2$  zmenšuje, tranzistor  $T_2$  se zavírá a proto se mění na vstupu hradla  $H_3$  i úroveň log. 0 na log. 1 a změni se i stav hradla  $H_4$ . V této „poloze“

zůstane generátor hodinového signálu tak dlouho, dokud se kondenzátor  $C_4$  nenabije přes odpor  $R_{10}$  z výstupu hradla  $H_4$ . Aby generátor hodinového signálu mohl být řízen, je hradlo  $H_4$  dvouvstupové, takže generátor je od čítače odpojen do té doby, dokud je na druhém vstupu  $H_4$  úroveň log. 0.

Čítač  $IO_3$  počítá impulsy generátoru hodinového signálu. Na výstupu čítače je zapojen digitální analogový převodník, sestavený z odporů  $R_{11}$  až  $R_{18}$ , které jsou binárně odstupňovány. Odpor  $R_{15}$  až  $R_{18}$  mohou mít libovolnou hodnotu. Při návrhu odporů  $R_{11}$  až  $R_{14}$  musíme přihlídnout k tomu, aby nebyly přetíženy výstupy  $Q_A$  až  $Q_D$ . V bodu T je napětí schodovitěho průběhu, jehož napěťové úrovně jsou v tab. 11. Výstupy  $Q_A$  a  $Q_C$  čítače  $IO_3$  (vývody 12, 9, 8) jsou připojeny na vstupy dekodéru 1 ze 16 složených z  $IO_4$ ,  $IO_5$  (dekodéry 1 z 10). Výstupní

Tab. 11. Napěťové úrovně v bodu T (obr. 15)

$U_{\text{vst}}$	= 0 až 7 V
$U_T$ [V]	dioda
1,6	–
1,35	$D_{10}$
1,27	$D_9$
1,3	$D_8$
1,37	$D_7$
1,47	$D_6$
1,55	$D_5$
1,65	$D_4$
1,8	$D_{19}$
1,95	$D_{18}$
2,00	$D_{17}$
2,05	$D_{16}$
2,07	$D_{15}$
2,10	$D_{14}$
2,15	$D_{13}$
2,15	$D_{12}$
2,15	$D_{11}$

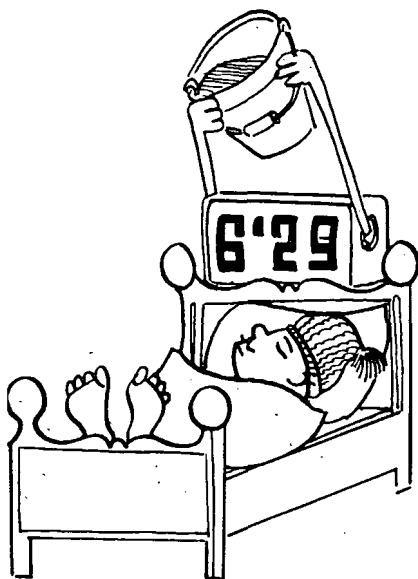
signál na  $Q_D$  (vývod 11) musíme invertovat tranzistorem  $T_3$ , abychom „zkrátali“ dekodér pro dekodování stavu 1 z 16. Na výstupy  $IO_4$  a  $IO_5$  jsou připojeny svítivé diody  $D_4$  až  $D_{19}$ . Přes odpor  $R_{22}$  a tranzistor  $T_4$  jsou anody těchto diod připojeny na napájecí napětí. Odpor  $R_{21}$  můžeme regulovat jas diod. Dioda LED svítí jen tehdy, je-li na výstupu dekodéru úroveň log. 0! Odpor  $R_{22}$  omezuje proud tekoucí diodami LED.

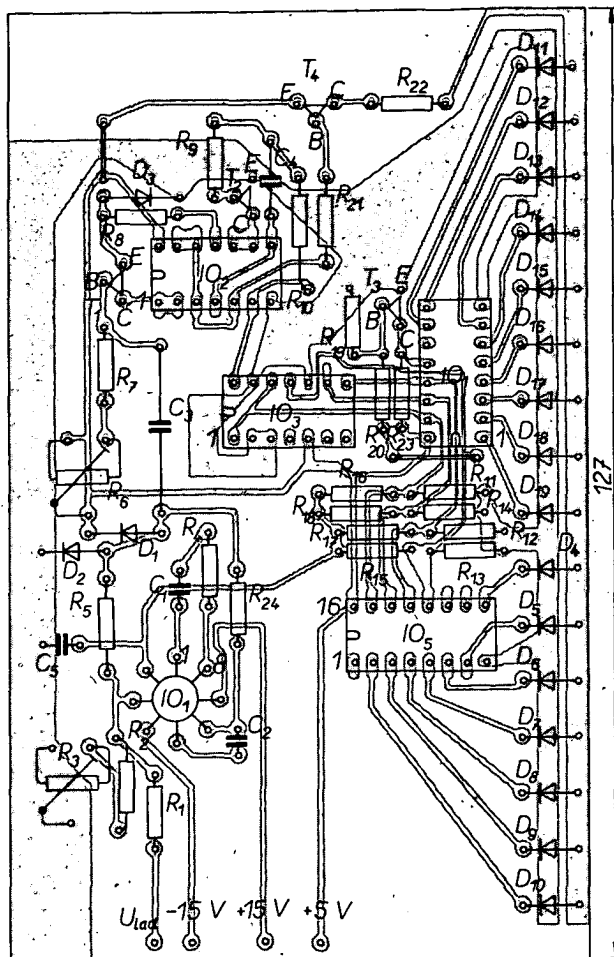
Na neinvertující vstup  $IO_1$  přivádíme ladicí napětí a na invertující vstup schodovitěho napětí z výstupu analogově-digitálního převodníku, které porovnáváme v operačním zesilovači, zapojeném jako komparátor napětí. Je-li ladicí napětí 0 V, pak napětí schodovitěho průběhu je větší než 100 mV (viz tab. 11). Protože napětí schodovitěho průběhu je připojeno na invertující vstup  $IO_1$ , bude jeho výstupní napětí –15 V (nebo –0,7 V na katodě  $D_2$ ). Tranzistor  $T_1$  a hradla  $H_1$ ,  $H_2$  jsou zapojena jako monostabilní multivibrátor s malou hysterezi. Dokud napětí na katodě diody  $D_2$  je –0,7 V, teče do báze tranzistoru  $T_1$  proud přes odpor  $R_6$ ,  $R_7$  a klopný obvod  $T_1$ ,  $H_1$  a  $H_2$  je překlopen. Na výstupu  $H_1$  je log. 1 a proto kmitá i generátor hodinového signálu a v bodě T bude napětí schodovitěho průběhu. Tranzistor  $T_4$  bude zavřený, takže nemůže svítit žádná dioda LED.

Přivedeme-li však na neinvertující vstup  $IO_1$  napětí např. 1,2 V, bude na výstupu  $IO_1$  napětí 15 V a napětí schodovitěho průběhu se zmenší. Napětí na katodě  $D_2$  se zvětší na +5,7 V. Současně se nabije kondenzátor  $C_3$  přes odpor  $R_{24}$ . Dokud je napětí schodovitěho průběhu na invertujícím vstupu menší než napětí na neinvertujícím vstupu, nemění se výstupní napětí  $IO_1$ . V okamžiku, kdy schodovitěho napětí bude větší než napětí na vstupu  $IO_1$ , změní se skokovitě výstupní napětí  $IO_1$  z kladného na záporné a kondenzátor  $C_3$  se paralelně připojí ke vstupu klopného obvodu, takže napětí na bázi  $T_1$  bude záporné. Napětí log. 0 na výstupu  $H_1$  odpojí generátor hodinového signálu a otevře tranzistor  $T_4$ . Protože čítač nedostává hodinové impulsy z generátoru, zůstane zachován daný stav komparátoru. Dekodér dekoduje poslední stav čítače a rozsvítí příslušnou diodu. Doba svícení diody je závislá na době nabíjení kondenzátoru  $C_3$ . Doba svícení diod můžeme nastavit odporem  $R_6$ . Aby nebyl invertující vstup ovlivněn rušivými impulsy, je připojen do bodu T kondenzátor  $C_5$ . Odpor  $R_3$  regulujeme úroveň výstupního napětí. Kmitočet hodinových impulsů je asi 1,2 kHz.

Nastavování elektronické stupnice začínáme ověřením funkce astabilního multivibrátoru ( $H_3$ ,  $H_4$  a  $T_2$ ) a děliče. Pracují-li tyto obvody, zkontrolujeme, zda je v bodu T 16 „schodů“. Poté zapojíme monostabilní klopný obvod ( $H_1$ ,  $H_2$  a  $T_1$ ) a zkontrolujeme jeho funkci. Připojíme operační zesilovač a odporem  $R_3$  nastavíme vstupní citlivost. Po připojení dekodéru se musí při změně úrovně vstupního signálu měnit úroveň log. 1 na výstupech dekodéru na úroveň log. 0. Odpor  $R_6$  řídíme jas diod  $D_4$  až  $D_{19}$ .

Deska s plošnými spoji je na obr. 16.





Obr. 16. Deska s plošnými spoji elektronické stupnice (M227) a deska, osazená součástkami ( $D_4$  až  $D_{19}$  = LED).

#### Seznam součástek

##### Polovodičové prvky

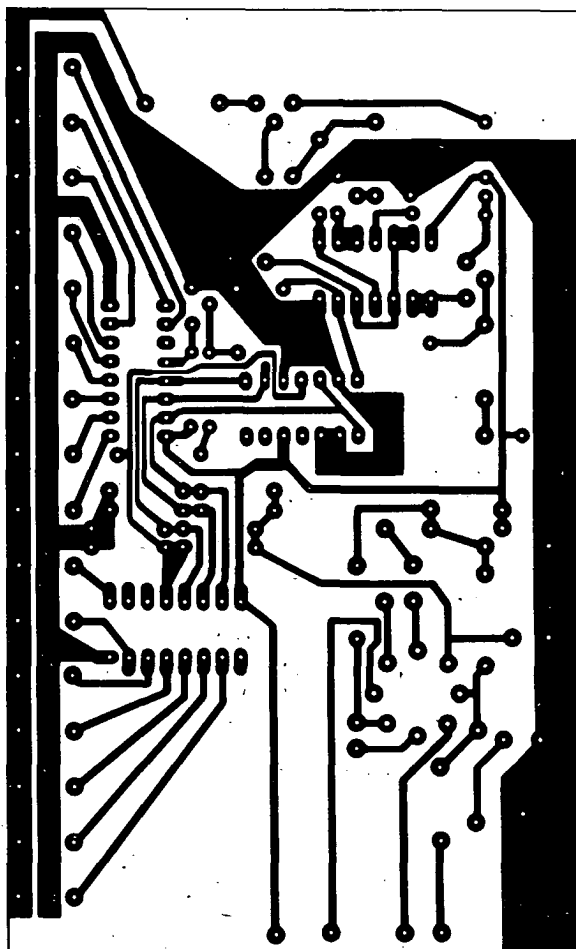
$IO_1$	MAA501
$IO_2$	MH7400
$IO_3$	MH7493
$IO_4$	MH7442
$T_1, T_2, T_3$	KC508
$T_4$	KF517
$D_1, D_2, D_3$	KA206
$D_4$ až $D_{19}$	LQ100

##### Odpory

$R_1$	TR 112, 33 k $\Omega$
$R_2$	TR 112, 15 k $\Omega$
$R_3$	TP 012, 10 k $\Omega$
$R_4$	
$R_5$	TR 152, 3,9 M $\Omega$
$R_6$	TP 012, 0,1 M $\Omega$
$R_7, R_{24}$	TR 112, 47 k $\Omega$
$R_8, R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{21}$	TR 112, 3,9 k $\Omega$
$R_9$	TR 112, 1,2 k $\Omega$
$R_{10}$	TR 112, 0,1 M $\Omega$
$R_{15}$	TR 112, 7 k $\Omega$ , 1 %
$R_{16}$	TR 112, 56 k $\Omega$ , 1 %
$R_{17}$	TR 112, 28 k $\Omega$ , 1 %
$R_{18}$	TR 112, 14 k $\Omega$ , 1 %
$R_{19}$	TR 112, 10 k $\Omega$
$R_{20}$	TR 112, viz text
$R_{22}$	TR 112, 390 $\Omega$
$R_{23}$	TR 112, 1 k $\Omega$

##### Kondenzátory

$C_1$	TK 754, 10 pF
$C_2$	TK 755, 3,3 pF
$C_3$	TC 181, 0,1 $\mu$ F
$C_4$	TC 281, 10 nF
$C_5$	TK 724, 4,7 nF



#### PŘEHLED ADRES PRODEJEN SOUČÁSTEK V NDR, MLR A SSSR

##### NDR

Berlín, Kastaninalle – prodejna RFT  
Lipsko, Grimmaische Str. – prodejna RFT  
Schiller Str. – prodejna Pioneer  
Draždany, Ernst Thälmanstr. – prodejna RFT  
Schwerinerstr. – prodejna RFT  
Wallstr. – modelářská prodejna

##### MLR

Budapešť, Lenin korut – prodejna Radioamatér  
Lenin korut – prodejna „Domáci dílna“

##### SSSR

Moskva, Dzeržinského – prodejna „Dětský svět“  
Rudé náměstí – obchodní dům „GUM“  
Šabalovka – prodejna Radioamatér  
Rabinovája 45 – sklad Centrosouja (na dobírku)

#### OPRAVA

Opravte si prosíme, v AR B3/78 na str. 93 ve středním sloupci nahoře: – její odpor se zvyšující teplotou zvětšuje. Zvětší-li se výstupní napětí nad zvolenou velikost, vlákno žárovky se ohřeje, jeho odpor se zvětší a zvětší se zpětnovazební napětí. Další text je v pořádku.

#### RADIOTECHNIKA

podnik ÚV Svazarmu, nabízí všem zájemcům desky s plošnými spoji z doprodeje, a to desky řady E, řady F, řady G a řady H. Dále nabízíme desky s plošnými spoji řad K, L, M.

Termín dodání: nejpozději do jednoho měsíce.

Objednávky na korespondenčním lístku zasílejte na adresu: **RADIOTECHNIKA**, radioamatérská prodejna Praha, expedice plošných spojů, Žižkovo nám. 32, 500 21 Hradec Králové. **RADIOTECHNIKA** dále nabízí všem radioklubům z výroby r. 1978 tato vysílací a přijímací zařízení:

transceiver OTAVA,  
MODEL 1977 MC 19470 Kčs  
transceiver BOUBÍN,  
P8SMO 2 m 7500 Kčs (inf.)  
vysílač MINIFOX autom.,  
pásmo 80a 2 m 3500 Kčs (inf.)  
přijímač JUNIOR D,  
pásmo 80 m 980 Kčs  
přijímač DELFÍN,  
pásmo 2 m 1400 Kčs  
vysílač MEDVĚD,  
pásmo 80 m 1160 Kčs

Objednávky ve dvojím vyhotovení (pro vysílací zařízení doplněné číslem povolení k provozu vysílacího zařízení) zasílejte na adresu:

**RADIOTECHNIKA**, podnik ÚV Svazarmu Teplice, obchodní úsek, Žižkovo nám. 32, 500 21 Hradec Králové.



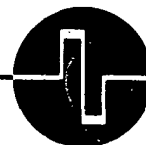
**SOUČÁSTKY  
A NÁHRADNÍ DÍLY**

**PRODEJNY  
TESLA**



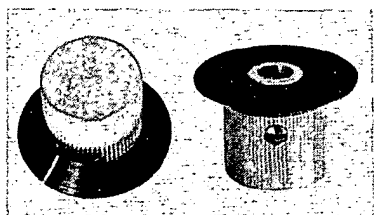
## IDEÁLNÍ STAVEBNÍ PRVEK

pro elektroniku  
a přesnou mechaniku

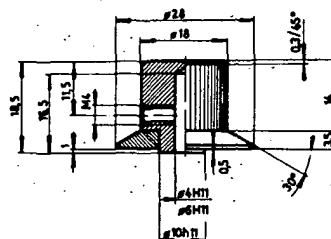


## KOVOVÉ PŘÍSTROJOVÉ KNOFLÍKY

K 186 a K 184  
na hřídele  $\varnothing 6$  a  $4$  mm



- pro přístroje HIFI-JUNIOR
- pro elektronická měřidla
- pro mechanické aplikace
- pro jiné zesilovače a tunery
- pro amatérské experimenty
- náhrada nevhodných knoflíků



Základní těleso z polomatného legovaného hliníku má vroubkovaný obvod pro lehké, ale spolehlivé uchopení. Robustní stavěcí šroub M4 zajišťuje pevné spojení bez prokluzu i na hladkém hřídeli bez drážky. Ani při silovém utažení knoflík nepraská, jak se to stává u výrobků z plastických hmot. Zvýšená středová patka se opírá o panel a vymezuje mezeru  $1$  mm mezi panelem a obvodem černého konického indikačního kotouče. Bílá ryska na kotouči (je o  $180^\circ$  proti šroubu) tak umožňuje snadno a bez paralaxy rozeznávat nastavenou informaci. Moderní, technicky střizlivý vzhled a neutrální kombinace přírodního hliníku s černou a bílou dovolují použít tyto knoflíky v libovolně tvarovaném i barevném prostředí.

MALOOBCHODNÍ CENA ZA 1 ks: 13,70 Kčs  
Prodej za hotové výhradně v prodejně Elektronika. Poštou na dobírku nezasíláme.  
Prodej za OC i VC (bez daně). Dodací lhůty:  
Do 1000 ks ihned ze skladu, větší počty a prodej za VC na základě HS.

obchodní označení	určeno pro hřídel	číslo výkresu	číslo jednotné klasifikace
K 186	$\varnothing 6$ mm	992 102 001	384 997 020 013
K 184	$\varnothing 4$ mm	992 102 003	384 997 020 014



**ELEKTRONIKA**

podnik ÚV Svazarmu  
Ve Smečkách 22, 110 00 Praha 1

telefon: prodejna 24 83 00  
odbyt (úterý a čtvrtek): 24 96 66  
telex: 121601